

**JOÃO MARCIO BUTTENDORFF**

**REATORES ELETRÔNICOS DE ÚNICO ESTÁGIO  
PARA LÂMPADAS DE VAPOR DE SÓDIO DE  
ALTA PRESSÃO DE 250W**

**FLORIANÓPOLIS**

**2003**

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA**  
**PROGRAMA DE PÓS GRADUAÇÃO**  
**EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**REATORES ELETRÔNICOS DE ÚNICO ESTÁGIO**  
**PARA LÂMPADAS DE VAPOR DE SÓDIO DE**  
**ALTA PRESSÃO DE 250W**

Dissertação submetida à  
Universidade Federal de Santa Catarina  
como parte dos requisitos para a  
obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

**JOÃO MARCIO BUTTENDORFF**

Florianópolis, Novembro de 2003

# REATORES ELETRÔNICOS DE ÚNICO ESTÁGIO PARA LÂMPADAS DE VAPOR DE SÓDIO DE ALTA PRESSÃO DE 250W

João Marcio Buttendorff

“ Esta Dissertação foi julgada adequada para a obtenção do Título de **Mestre em Engenharia Elétrica**, na área de concentração em **Eletrônica de Potência e Acionamento**, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina. ”

---

Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.

Orientador

---

Prof. Jefferson Luiz Brum Marques, Ph.D.

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

---

Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.

Presidente da Banca

---

Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.

---

Fabiana Pöttker de Souza, Dra.

---

Prof. Nelson Jhoe Batistela, Dr.

Aos meus pais, Epi Buttendorff e Juliana Kitzberger Buttendorff,  
pelo apoio, carinho e compreensão em todos os momentos.



A meu irmão, Ademir, sua esposa Ilone e seus filhos,  
Lucas e Camila, pelo total apoio, carinho e momentos de alegria.

À Andreia,  
pelo amor, carinho e paciência.

## AGRADECIMENTOS

Agradeço, em primeiro lugar, aos meus pais, Epi Buttendorff e Juliana Kitzberger Buttendorff, que me deram apoio, carinho, compreensão e por terem suportado a minha ausência.

Agradeço ao prof. Arnaldo José Perin pela orientação, apoio, confiança depositada e principalmente pelo meu despertar pelo desenvolvimento científico e tecnológico.

A todos os demais professores do INEP: Ivo Barbi, Enio Valmor Kassick, João Carlos S. Fagundes, Alexandre Ferrari de Souza, Denizar Cruz Martins e Hari Bruno Mohr, que através da competência, dedicação e conhecimentos passados, me permitiram adquirir a confiança necessária para enfrentar o mundo como um profissional na área de Eletrônica de Potência.

Aos professores membros da banca, Denizar Cruz Martins, Fabiana Pöttker de Souza e Nelson Jhoe Batistela, pelas valiosas contribuições.

Ao André Luiz Fuerback, pela contribuição e dedicação na programação do microcontrolador.

Aos amigos doutorandos e mestrandos que compartilharam com nossa turma vários momentos bons e alegres.

Aos meus colegas de mestrado: Allan Pierre Baraúna, Antônio Eliseu Holdefer, Cesário Zimmermann Júnior, José Paulo Remor, Leonardo Augusto Serpa e Sandro Alex Wuerges, pela amizade, companheirismo, pelas discussões técnicas, momentos de descontração e por terem me aturado por estes dois anos.

Aos demais membros do INEP, pela colaboração e apoio logístico para a realização deste trabalho.

Enfim, a todos aqueles que contribuíram de alguma forma – seja por um gesto ou simplesmente por dizerem um “bom dia” com vontade – para o bom desenvolvimento deste trabalho.

Resumo da Dissertação apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

# **REATORES ELETRÔNICOS DE ÚNICO ESTÁGIO PARA LÂMPADAS DE VAPOR DE SÓDIO DE ALTA PRESSÃO DE 250W**

**João Marcio Buttendorff**

Novembro de 2003.

Orientador: Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico.

Palavras-chave: Reator eletrônico, único estágio, “charge pump”, correção do fator de potência, lâmpadas, sódio.

Número de páginas: 158.

**RESUMO:** Neste trabalho é apresentado o estudo de reatores eletrônicos para lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão de 250W, onde o estágio de correção do fator de potência está integrado ao conversor CC-CA. Com objetivo de oferecer mais de uma solução, foram desenvolvidos estudos para duas topologias distintas. A primeira estrutura, (CIC-CPPFC) apresenta como principal vantagem, o fato que a corrente na carga é a mesma corrente do estágio de correção do fator de potência, dando a característica de alto rendimento. Na segunda, (VS-CPPFC) tem-se fator de potência aproximadamente unitário, com baixo fator de crista e potência da lâmpada praticamente constante frente ao envelhecimento da mesma. Princípio de funcionamento, equacionamentos, metodologia de projeto e projeto são realizados, visando à implementação prática em laboratório. Resultados experimentais das duas estruturas são apresentados e discutidos, validando os estudos realizados.

Abstract of dissertation presented to UFSC as partial fulfillments to obtain the degree of  
Master in Electrical Engineering.

## **SINGLE STAGE ELECTRONIC BALLAST FOR 250W HIGH PRESSURE SODIUM LAMPS**

**João Marcio Buttendorff**

November, 2003.

Advisor: Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.

Area of Concentration: Power Electronics and Electrical Drivers.

Keywords: Electronic ballast, single stage, charge pum, power factor correction, lamps, sodium.

Number of pages: 158.

**ABSTRACT:** This work shows the study of electronic ballast for 250W high pressure sodium lamps, where the power factor correction stage is integrated into the DC-AC converter. To provide more than one solution, it was developed study of two different topologies. Were studied the main advantage of the first topology, (CIC-CPPFC) is the high efficiency, because the current in the load is the same of the power factor correction stage. The second topology, (VS-CPPFC) has a high power factor, with low crest factor and the power in the lamp is almost constant even with it's aging. The principles of operation, mathematical analysis, design methodology and desing are done, aiming the practical implementation. Experimental results of these two topologies are presented and discussed, validating the analysis.

# SUMÁRIO

<b>SIMBOLOGIA</b>	<b>xiv</b>
<b>INTRODUÇÃO GERAL</b>	<b>1</b>
<b>CAPÍTULO 1 - ESTUDO SOBRE LUMINOTÉCNICA E LÂMPADAS DE VAPOR DE SÓDIO DE ALTA PRESSÃO</b>	<b>3</b>
1.1 Introdução	3
1.2 Radiação Eletromagnética e a Geração de Luz	3
1.3 Espectro Eletromagnético	4
1.4 Grandezas e Unidades em Iluminação	5
1.5 Lâmpada de Vapor de Sódio de Alta Pressão	7
1.5.1 Aspectos Construtivos	7
1.5.2 Princípio de Funcionamento	8
1.5.3 Características Elétricas e Instalação das Lâmpadas HPS	9
1.5.4 Comportamento da Lâmpada em Baixas Frequências	11
1.5.5 Comportamento da Lâmpada em Altas Frequências.	11
1.5.6 Ressonância Acústica	12
1.6 Ignitores	13
1.7 Reator Eletrônico	14
1.8 Reatores Eletrônicos de Único Estágio	15
1.9 Conclusão	17
<b>CAPÍTULO 2 - ANÁLISE E METODOLOGIA DE PROJETO DO FILTRO SÉRIE RESSONANTE E DO FILTRO DE ENTRADA</b>	<b>18</b>
2.1 Introdução	18
2.2 Filtro Série Ressonante.	18
2.2.1 Corrente na Lâmpada	23
2.2.2 Metodologia de Projeto	25
2.2.3 Cálculo Físico do Indutor Ressonante $L_r$	26

2.3	Filtro de Entrada	28
2.4	Indutores Magneticamente Acoplados	30
2.4.1	Definição das Indutâncias	32
2.4.2	Cálculo Físico dos Indutores Acoplados	33
2.5	Conclusão	36
<b>CAPÍTULO 3 - REATOR “CHARGE PUMP” COM CORRENTE DE ENTRADA CONTÍNUA E CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA</b>		<b>37</b>
3.1	Introdução	37
3.2	Reator “Charge Pump” com Corrente Contínua e Correção do Fator de Potência	37
3.3	Descrição das Etapas de Operação	38
3.4	Etapas de Operação do Circuito Completo	39
3.4.1	Primeira Etapa ( $t_0 < t < t_1$ )	39
3.4.2	Segunda Etapa ( $t_1 < t < t_2$ )	40
3.4.3	Terceira Etapa ( $t_2 < t < t_3$ )	41
3.4.4	Quarta Etapa ( $t_3 < t < t_4$ )	41
3.4.5	Quinta Etapa ( $t_4 < t < t_5$ )	42
3.4.6	Sexta Etapa ( $t_5 < t < t_6$ )	43
3.5	Análise Simplificada	44
3.5.1	Primeira Etapa ( $t_0 < t < t_2$ )	45
3.5.2	Segunda Etapa ( $t_2 < t < t_3$ )	48
3.5.3	Cálculo Físico do Indutor $L_{in}$	51
3.5.4	Capacitor do Barramento CC	53
3.6	Circuito de Ignição	53
3.6.1	Primeira Etapa (S2 conduzindo)	54
3.6.2	Segunda Etapa (S1 conduzindo)	55
3.7	Determinação dos Esforços nos Interruptores	56
3.8	Perdas dos IGBTs	59
3.8.1	Perda por Condução do IGBT	59
3.8.2	Perdas na Comutação do IGBT	59

3.8.3	Perdas na Condução do Diodo Interno	60
3.8.4	Perdas Totais no IGBT	61
3.9	Dimensionamento do Dissipador	61
3.10	Conclusão	62
<b>CAPÍTULO 4 - PROJETO, SIMULAÇÃO E RESULTADOS</b>		
<b>EXPERIMENTAIS DO REATOR ELETRÔNICO</b>		<b>63</b>
4.1	Introdução	63
4.2	Projeto dos Componentes “Charge Pump”	63
4.3	Projeto do Filtro Série Ressonante	65
4.4	Projeto do Filtro de Entrada	67
4.5	Simulações do Reator	68
4.6	Projeto Físico dos Componentes	73
4.6.1	Projeto do Indutor do Filtro de Entrada ( $L_f$ )	73
4.6.2	Projeto do Indutor “Charge Pump” ( $L_{in}$ )	75
4.6.3	Projeto Físico do Indutor Ressonante ( $L_r$ )	77
4.6.4	Dimensionamento dos Interruptores	79
4.6.5	Perdas dos IGBTs	81
4.6.6	Dimensionamento do Dissipador	82
4.7	Resultados Experimentais	83
4.8	Conclusão	92
<b>CAPÍTULO 5 - REATOR FONTE DE TENSÃO “CHARGE PUMP” COM</b>		
<b>CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA</b>		<b>93</b>
5.1	Introdução	93
5.2	Reator Fonte de Tensão “Charge Pump” com Correção do Fator de Potência	93
5.3	Descrição das Etapas de Operação	94
5.3.1	Primeira Etapa ( $t_0 < t < t_1$ )	95
5.3.2	Segunda Etapa ( $t_1 < t < t_2$ )	97
5.3.3	Terceira Etapa ( $t_2 < t < t_3$ )	97



5.3.4	Quarta Etapa ( $t_3 < t < t_4$ )	99
5.3.5	Quinta Etapa ( $t_4 < t < t_5$ )	100
5.3.6	Sexta Etapa ( $t_5 < t < t_6$ )	100
5.3.7	Sétima Etapa ( $t_6 < t < t_7$ )	101
5.3.8	Oitava Etapa ( $t_7 < t < t_8$ )	102
5.4	Comportamento da Tensão do Barramento	105
5.4.1	Cálculo Físico do Indutor Lin	106
5.4.2	Capacitor do Barramento CB	108
5.5	Circuito de Ignição	108
5.6	Circuito Detector de Pico	109
5.7	Comando e Controle do Reator Eletrônico	112
5.8	Principais Características do Microcontrolador	112
5.8.1	Memória de Programa	113
5.8.2	Memória de Dados	113
5.8.3	Memória EEPROM	113
5.8.4	Portas de Entrada e Saída	113
5.8.5	Periféricos	113
5.9	Estrutura de Controle	114
5.10	Programa Principal	115
5.10.1	Controle da Partida da Lâmpada	116
5.10.2	Controle da Tensão do Barramento CC	117
5.10.3	Controle da Razão Cíclica	120
5.10.4	Interrupções	120
5.10.5	Leitura da Tensão do Barramento	124
5.11	Conclusão	126
<b>CAPÍTULO 6 - PROJETO, SIMULAÇÃO E RESULTADOS</b>		
<b>EXPERIMENTAIS DO REATOR ELETRÔNICO VS-CPPFC</b>		<b>128</b>
6.1	Introdução	128
6.2	Projeto dos Componentes do Estágio PFC	128

6.3	Projeto do Filtro Série Ressonante	130
6.4	Projeto do Filtro de Entrada	131
6.5	Simulações do Reator VS-CPPFC	132
6.6	Projeto Físico dos Componentes	136
6.6.1	Projeto do Indutor do Filtro de Entrada ( $L_f$ )	136
6.6.2	Projeto do Indutor Ressonante ( $L_{in}$ )	138
6.6.3	Projeto Físico do Indutor Ressonante ( $L_r$ )	139
6.7	Resultados Experimentais	141
6.8	Conclusão	150
	<b>CONCLUSÃO GERAL</b>	<b>152</b>
	<b>Referências Bibliográficas</b>	<b>156</b>

# SIMBOLOGIA

## 1. Símbolos usados em expressões matemáticas

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>	<i>Unidade</i>
$\emptyset$	Ângulo de defasagem entre a tensão e a corrente no filtro série ressonante	°
$\emptyset_{d1}$	Fluxo de dispersão do indutor 1	Wb
$\emptyset_{d2}$	Fluxo de dispersão do indutor 2	Wb
$\emptyset_{L1}$	Fluxo do indutor 1	Wb
$\emptyset_{L1t}$	Fluxo total do indutor 1	Wb
$\emptyset_{L2}$	Fluxo do indutor 2	Wb
$\emptyset_{L2t}$	Fluxo total do indutor 2	Wb
$\emptyset_m$	Fluxo mútuo	Wb
$\emptyset_{m1}$	Fluxo magnetizante do indutor 1	Wb
$\emptyset_{m2}$	Fluxo magnetizante do indutor 2	Wb
$\emptyset_n$	Ângulo de defasagem entre a tensão e a corrente no filtro em função da ordem da harmônica	°
$\acute{a}$	Relação de transformação	
$\hat{a}$	Relação entre a frequência de ressonância e a frequência de comutação	
$\ddot{A}$	Profundidade de penetração	cm
$\ddot{A}Q$	Variação da carga do capacitor $C_{in}$	C
$\ddot{A}V_B$	Ondulação da tensão do barramento	%
$\alpha$	Fator de amortecimento	
$\xi$	Rendimento do reator	
$\grave{e}$	Ângulo na qual $i_s=i_x$	A
$\ddot{e}$	Frequência digital	
$\grave{i}_o$	Permeabilidade do ar	H/m
$\hat{i}$	Constante	
$\grave{u}_l$	Frequência angular de ressonância entre $L_{in}$ e $C_p$	Rad/s
$\grave{u}_C$	Frequência angular de corte	Rad/s
$\grave{u}_o$	Frequência de ressonância do filtro série ressonante	Rad/s
$\grave{u}_r$	Frequência angular da rede	Rad/s
$\grave{u}_S$	Frequência angular da comutação	Rad/s
$Ae$	Área da perna central	cm <sup>2</sup>
$AeAw$	Produto das áreas	cm <sup>4</sup>
$Aw$	Área da janela do carretel	cm <sup>2</sup>
$B_{max}$	Máxima densidade do fluxo magnético	T
$C_l$	Capacitor do circuito detector de pico	F
$C_B$	Capacitor do barramento	F
$C_d$	Capacitor ressonante	F
$C_f$	Capacitor do filtro de entrada	F
$C_{ign}$	Capacitor de ignição	F
$C_{in}$	Capacitor “Charge pump”	F
$C_p$	Capacitor ressonante	F
$D$	Razão cíclica	

$e(k)$	Sinal de erro	
$e(k-1)$	Sinal de erro passado	
$f(t)$	Função	
$f_c$	Frequência de corte do filtro de entrada	Hz
$FP$	Fator de potência	
$f_r$	Frequência da rede	Hz
$f_s$	Frequência de comutação	Hz
$G(j.\omega_s)$	Função de transferência do filtro de entrada	
$G(s)$	Função de transferência do filtro de entrada	
$ H(e^{j.\omega}) $	Magnitude da resposta em frequência do filtro	
$I$	Corrente no filtro série ressonante	A
$i(t)$	Corrente no filtro série ressonante em função do tempo	A
$i(t,n)$	Corrente no filtro série ressonante em função do tempo e da ordem da harmônica	A
$i_1$	Corrente no indutor 1	A
$i_2$	Corrente no indutor 2	A
$I_C$	Corrente de coletor	A
$i_C$	Corrente no capacitor $C_{in}$	A
$I_{Cbloq}$	Corrente instantânea no interruptor durante o bloqueio	A
$I_{Cmd}$	Corrente média de coletor no intervalo de condução	A
$I_{CN}$	Corrente nominal de coletor do IGBT	A
$I_{com}$	Corrente no instante do bloqueio dos interruptores	A
$I_{Def}$	Corrente eficaz nos diodos DS1 e DS2	A
$I_{Dmed}$	Corrente média nos diodos DS1 e DS2	A
$i_{Dxmed}$	Corrente média no diodo $D_x$	A
$I_{Fmd}$	Corrente média no intervalo de condução	A
$I_{FN}$	Corrente nominal do diodo	A
$I_{in}$	Corrente na entrada do reator	A
$I_{inpk}$	Corrente de pico na entrada do reator	A
$I_{Lamp}$	Corrente eficaz da lâmpada	A
$I_{lampp}$	Corrente na lâmpada logo após a partida, fase de aquecimento	A
$I_{Lfef}$	Corrente eficaz no indutor $L_f$	A
$I_{Lfpk}$	Corrente de pico no indutor $L_f$	A
$i_{Lin}(t)$	Corrente no indutor $L_{in}$	A
$I_{Linef}$	Corrente eficaz no indutor $L_{in}$	A
$I_{Linpk}$	Corrente de pico no indutor $L_{in}$	A
$I_{Lref}$	Corrente eficaz no indutor $L_r$	A
$I_{Lrpk}$	Corrente de pico no indutor $L_r$	A
$i_s$	Corrente no filtro série ressonante	A
$I_s(t)$	Corrente no filtro série ressonante	A
$I_{Sef}$	Corrente eficaz nos interruptores	A
$I_{Smax}$	Corrente de pico no filtro série ressonante	A
$I_{Smed}$	Corrente média nos interruptores	A
$I_{Spk}$	Corrente de pico nos interruptores	A
$i_X$	Corrente no indutor ressonante $L_{in}$	A
$i_{Xmed}$	Corrente média no indutor $L_{in}$	A
$j$	Número complexo	

$J_{max}$	Máxima densidade de corrente	A/cm <sup>2</sup>
$K_i$	Ganho integral do controlador	
$K_p$	Ganho proporcional do controlador	
$k_W$	Fator de enrolamento	
$L_1$	Indutância própria do indutor 1	H
$L_2$	Indutância própria do indutor 2	H
$L_{d1}$	Indutância de dispersão do indutor 1	H
$L_{d2}$	Indutância de dispersão do indutor 2	H
$L_f$	Indutor do filtro de entrada	H
$l_g$	Dimensão do entreferro	cm
$L_{in}$	Indutor ressonante	H
$L_{m1}$	Indutância magnetizante do indutor 1	H
$L_{m2}$	Indutância magnetizante do indutor 2	H
$L_r$	Indutor ressonante	H
$l_t$	Comprimento médio de uma espira	cm
$L_{tot}$	Indutância total do indutor magneticamente acoplado	H
$M$	Tamanho da janela de amostras do filtro	
$M_1$	Indutância mútua do indutor 1	H
$M_2$	Indutância mútua do indutor 2	H
$n$	Ordem da harmônica	
$n_1$	Número de espiras do indutor 1	Espiras
$n_2$	Número de espiras do indutor 2	Espiras
$N_{cond}$	Número de condutores	Condutores
$N_{esp}$	Número de espiras do enrolamento	Espiras
$N_{espenr}$	Número de espiras por enrolamento do indutor $L_f$	Espiras
$N_{espprim}$	Número de espiras do primário	Espiras
$N_{esptot}$	Número de espiras totais do indutor $L_f$	Espiras
$N_{Litz}$	Número de fios Litz em paralelo	Fios
$N_{vias}$	Número de vias que o fio Litz possui	Fios
$P$	Potência dissipada no divisor resistivo	W
$P$	Potência na lâmpada	W
$P_{conD}$	Perdas na condução dos diodos DS1 e DS2	A
$P_{conIGBT}$	Perda por condução do IGBT	W
$P_{in}$	Potência de entrada	W
$P_{in}(t)$	Potência de entrada	W
$P_{max}$	Potência máxima na comutação	W
$P_{offIGBT}$	Perda na comutação do IGBT	W
$P_{out}$	Potência da saída (lâmpada)	W
$P_{totIGBT}$	Perdas totais no IGBT	W
$R_1$	Resistor 1 do divisor resistivo	$\Omega$
$R_2$	Resistor 2 do divisor resistivo	$\Omega$
$Req$	Resistência equivalente do reator	$\Omega$
$R_{ign}$	Resistor de ignição	$\Omega$
$R_{lamp}$	Resistência equivalente da lâmpada	$\Omega$
$R_{lampi}$	Resistência equivalente da lâmpada no início da vida útil	$\Omega$
$R_{lampp}$	Resistência equivalente da lâmpada logo após a partida, fase de aquecimento	$\Omega$
$R_{thc-d}$	Resistência térmica cápsula-dissipador	°C/W

$R_{thd-a}$	Resistência térmica dissipador-ambiente	°C/W
$R_{thj-a}$	Resistência térmica junção-ambiente	°C/W
$R_{thj-c}$	Resistência térmica junção-cápsula	°C/W
$S_{condel}$	Área do condutor elementar adotado	cm <sup>2</sup>
$S_{cucond}$	Área de cobre	cm <sup>2</sup>
$T$	Período	s
$t$	Tempo	s
$T_{amb}$	Temperatura ambiente	°C
$t_f$	Tempo de subida da corrente de coletor	s
$t_{fo}$	Tempo final	s
$THD$	Taxa de distorção harmônica total	%
$t_i$	Tempo inicial	s
$t_{ign}$	Tempo de carga do capacitor $C_{ign}$	s
$T_{jmax}$	Máxima temperatura de junção	°C
$t_{rv}$	Tempo de subida da tensão	s
$T_S$	Período de comutação	s
$u(k)$	Resposta do controlador	
$u(k-1)$	Resposta do controlador na resolução passada	
$v(t)$	Tensão aplicada ao filtro série ressonante	V
$v_a(t)$	Tensão no ponto “a” do circuito	V
$V_B$	Tensão do barramento CC	V
$V_{Bmax}$	Máxima tensão no capacitor $C_B$ em regime	V
$V_{Bmin}$	Mínima tensão no capacitor $C_B$ em regime	V
$V_{C1max}$	Tensão máxima do capacitor $C_1$	V
$V_{C1min}$	Tensão mínima no capacitor $C_1$	V
$V_{CBmax}$	Máxima tensão no barramento	V
$V_{CE(on)}$	Tensão coletor emissor na saturação	V
$V_{CEN}$	Tensão de saturação coletor-emissor na corrente nominal	V
$V_{cent}$	Tensão de ruptura do centelhador	V
$V_{CEO}$	Limiar da tensão de saturação	V
$V_{CES}$	Tensão coletor-emissor do IGBT	V
$v_{Cin}$	Tensão no capacitor $C_{in}$	V
$v_{Cin}(t)$	Tensão no capacitor $C_{in}$	V
$V_{Cinmin}$	Mínima tensão no capacitor $C_{in}$	V
$V_{Cinmin}$	Tensão máxima no capacitor $C_{in}$	V
$V_{Cp}$	Tensão no capacitor $C_p$	V
$V_{ef}$	Valor eficaz da componente fundamental da tensão	V
$V_{FN}$	Tensão sobre o diodo em condução para a corrente nominal	V
$V_{FO}$	Tensão de limiar de polarização	V
$V_{ign}$	Tensão de ignição	V
$ v_{in} $	Módulo da tensão de entrada	V
$V_{in}$	Tensão eficaz da rede	V
$V_{in}(s)$	Tensão da rede no domínio da frequência	V
$V_{inpk}$	Tensão de pico da rede	V
$V_{lamp}$	Tensão da lâmpada	V
$V_{lampf}$	Tensão na lâmpada no final da vida útil	V
$V_{lampi}$	Tensão na lâmpada no início da vida útil	V

$v_{Lin}$	Tensão no indutor $L_{in}$	V
$V_o(k)$	Sinal de realimentação	
$V_{oref}$	Sinal de referência para o controlador	
$V_{out}(s)$	Tensão na saída do filtro de entrada no domínio da frequência	V
$v_p$	Valor de pico da componente fundamental da tensão	V
$V_{Smax}$	Máxima tensão nos interruptores	V
$x[n-k]$	Valor da amostra passada	
$X_n$	Impedância equivalente do indutor e capacitor	$\Omega$
$y[n]$	Valor da saída atual do filtro digital	
$Z_0$	Impedância característica entre $C_{in}$ e $L_{in}$	$\Omega$
$Z_l$	Impedância característica entre $L_{in}$ e $C_p$	$\Omega$
$Z_n$	Impedância do filtro em função da ordem da harmônica	$\Omega$
$Z_{tot}$	Impedância total do filtro série ressonante	$\Omega$

## 2. Símbolos usados para referenciar elementos em diagramas de circuitos

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>
C	Capacitor
Centelhador	Centelhador
D	Diodo
Dz	Diodo Zener
I	Fonte de corrente
L	Indutor
Lamp	Lâmpada
M	Mosfet
P	Trimpot
Q	Transistor bipolar de sinal
R	Resistor
S	Interruptor comandável
SIDAC	SIDAC
T	Transformador
Tr	Tiristor
U	Circuito integrado
V	Fonte de tensão
XTAL	Cristal
Z	IGBT

## 3. Acrônimos e Abreviaturas

	<i>Significado</i>
A/D	Analogico para digital
AC	“Alternate Current”
ADC	Conversor analógico digital
CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua

CCP	Captura, comparação e PWM
CELESC	Centrais Elétricas de Santa Catarina
CIC-CPPFC	“Continuous Input Current Charge Pump Power Factor Correction”
DC	“Direct Current”
HID	“High Intensity Discharge” Alta Intensidade de Descarga
HPS	“High Pressure Sodium” Alta Pressão de Sódio
IEC	“International Electrotechnical Commission”
IGBT	“Insulated Gate Bipolar Transistor”
INEP	Instituto de Eletrônica de Potência
IRC	Índice de Reprodução de Cores
MOSFET	“Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor”
PFC	“Power Factor Correction” Correção do Fator de Potência
PI	Controlador Proporcional Integral
PIC	“Peripheral Interface Controller” Interface Controladora Programável
PR	Registrador do microcontrolador (“Timer 2”)
PWM	“Pulse width modulation” Modulação por Largura de Pulso
RISC	“Reduced Instruction Set Computer”
TCC	Temperatura Corelata da Cor
THD	“Total Harmonic Distortion” Distorção Harmônica Total
TMR	Registrador do microcontrolador (“Timer 1”)
UFSC	Universidade Federal de Santa Catarina
VS-CPPFC	“Voltage Source Charge Pump Power Factor Correction”
ZVS	“Zero Voltage Switched” Comutação Sob Tensão Zero

#### 4 - Símbolos de Unidades de Grandezas Físicas

<i>Símbolo</i>	<i>Nome da Unidade</i>
$\Omega$	Ohm
A	Ampère
A/cm <sup>2</sup>	Ampère por centímetro ao quadrado
cm	Centímetro
cm <sup>2</sup>	Centímetro ao quadrado
cm <sup>4</sup>	Centímetro na quarta
F	Farad
°C	Grau Celsius
°C/W	Grau Celsius por watt
°	Grau trigonométrico
H	Henry
H/m	Henry por metro
Hz	Hertz
rad/s	Radianos por segundo
s	segundo
T	Tesla
V	Volt
W	Watt



## INTRODUÇÃO GERAL

A história da iluminação artificial teve início em meados do século XIX, com a descoberta da lâmpada incandescente por Joseph Swan na Inglaterra, mas tornou-se conhecida mundialmente após ter sido patenteada por Thomas Edison [7].

As lâmpadas de vapor de sódio de baixa pressão foram desenvolvidas no início dos anos 30 do século XX. O fato do sódio ser um material altamente corrosivo, as lâmpadas de vapor de sódio de baixa pressão necessitavam de um vidro especial e de temperaturas muito estáveis para operar. Pesquisas indicaram que com o aumento da pressão do gás a luz amarela emitida pela lâmpada seria melhorada, mas nenhum material prático, que resistisse à corrosão do sódio nas pressões mais elevadas, era encontrado. Uma série de pesquisas levou à descoberta do óxido de alumínio sinterizado para a confecção do tubo de descarga. Porém, ainda havia o problema em que poucos materiais conseguiriam lacrar o tubo de descarga e, aqueles que o fizessem, ainda teriam que suportar as altas temperaturas e pressão de operação da lâmpada. Através de pesquisas chegou-se ao nióbio como material para lacrar o tubo, produzido num invólucro que se expandisse na mesma proporção que o óxido de alumínio [9].

A primeira lâmpada foi construída no início dos anos 60 (Século XX), mas começou a ser comercializada em 1965 [9]. As lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão foram desenvolvidas para serem mais eficientes e para apresentarem uma maior vida útil. Suas características colorimétricas são limitadas em função dos valores reduzidos da temperatura correlata de cor e do índice de reprodução de cor, produzindo desta forma um tom amarelado que é a cor em que o olho humano tem melhor acuidade visual.

Estima-se que a iluminação representa em torno de 30% do consume de toda a energia elétrica gerada [20]. Principalmente devido à eficiência, vida útil e cor emitida, as lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão estão sendo cada vez mais utilizadas na iluminação pública. Este tipo de lâmpada requer uma alta tensão para iniciar a descarga e um reator para limitar a corrente depois da partida. Indutores na frequência da rede, os chamados reatores eletromagnéticos, tem sido largamente utilizado para limitar esta corrente. Os reatores eletromagnéticos possuem características importantes, tais como: baixos custos, simplicidade e confiabilidade, mas apresentam diversos inconvenientes,

incluindo peso e volume, baixo fator de potência, baixo rendimento, regulação pobre de potência, sensibilidade aos afundamentos de tensão da rede e necessidade de um ignitor externo para a partida da lâmpada. Daí surgiu como solução atraente o desenvolvimento de reatores que possuam melhores características que os reatores eletromagnéticos, os reatores eletrônicos.

Os reatores eletrônicos superam a maioria dos inconvenientes dos reatores eletromagnéticos, pois possuem alto fator de potência, alto rendimento, boa regulação de potência (dimerização), além de possuir o ignitor integrado ao próprio reator.

Este trabalho tem como objetivo o desenvolvimento de reatores eletrônicos para lâmpada de vapor de sódio de alta pressão de 250W, empregando o inversor meia ponte para o controle da potência e utilizando a tecnologia “charge pump” para a correção do fator de potência. O inversor deverá operar com frequência de comutação superior a da rede elétrica para eliminar o problema de “flicker” (efeito estroboscópico) na lâmpada, que ocorre em baixas frequências, porém tomando o cuidado de evitar problemas de ressonância acústica no tubo de descarga, que pode ser destrutivo para a mesma. A tecnologia “charge pump”, para correção do fator de potência, tem como principal objetivo atender as normas referentes ao fator de potência e distorção harmônica, com baixo custo de implementação, elevado rendimento e reduzido peso e volume em relação a outros reatores eletrônicos.

# **CAPÍTULO 1 - ESTUDO SOBRE LUMINOTÉCNICA E LÂMPADAS DE VAPOR DE SÓDIO DE ALTA PRESSÃO**

## **1.1 Introdução**

Neste capítulo, apresenta-se uma breve revisão sobre os conceitos relacionados à luminotécnica e aos aspectos construtivos e de funcionamento das lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão. Serão apresentados algumas estruturas do circuito de potência e um relato do funcionamento dos ignitores necessários para fornecer a tensão de ignição para a partida da lâmpada.

## **1.2 Radiação Eletromagnética e a Geração de Luz**

A luz é uma forma de energia que pode passar de um corpo para o outro sem a necessidade de qualquer substância material entre estes corpos. Tal transferência é chamada de radiação.

Pode-se dividir as fontes de geração de luz em dois grupos, conforme [7]:

***Incandescente*** – Neste tipo de lâmpada a emissão de luz é resultado da incandescência de um filamento espiralado devido à passagem da corrente elétrica. A oxidação deste filamento é evitada com a geração de vácuo ou a presença de um gás inerte dentro do bulbo da lâmpada. Este tipo de lâmpada possui baixa eficiência luminosa, pois parte da energia entregue à lâmpada é perdida por efeito Joule (transferência de calor para o ambiente).

***Luminescente*** – A geração de luz é efetuada pela passagem da corrente elétrica em um gás ou uma mistura de gases. Uma descarga elétrica é estabilizada entre os eletrodos que ficam alojados em um invólucro refratário. Nas lâmpadas fluorescentes, o invólucro apresenta uma cobertura de fósforo, que transforma a radiação ultravioleta da descarga elétrica em luz visível.

### 1.3 Espectro Eletromagnético

O espectro eletromagnético é composto por uma vasta gama de radiações. Estas radiações são fenômenos vibratórios que possuem velocidade de propagação constante e igual à velocidade da luz (300.000km/s). A divisão do espectro eletromagnético é realizada através do comprimento de onda de cada radiação, conforme está apresentado na Fig. 1-1 [7].

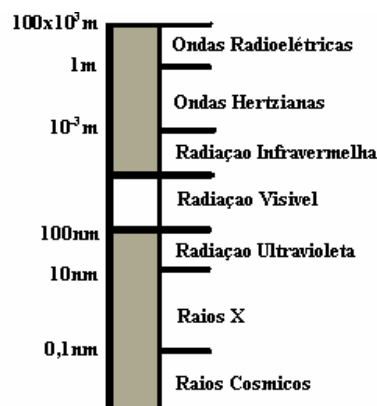


Fig. 1-1 – Espectro eletromagnético [1].

A radiação visível que se consegue perceber corresponde a uma estreita faixa do espectro eletromagnético, 380nm a 780nm. Para cada "cor" do espectro, é associado um número chamado comprimento de onda. Para o espectro eletromagnético este número varia desde alguns poucos décimos de bilionésimos de metro, para os RAIOS GAMA e RAIOS-X, até várias dezenas de quilômetros para ONDAS DE RÁDIO. Isto mostra o quão pequena é a faixa que se consegue ver. A Fig. 1-2 apresenta o espectro visível para o ser humano.



Fig. 1-2 – Espectro visível [19].

## 1.4 Grandezas e Unidades em Iluminação

As grandezas e conceitos a seguir relacionados são fundamentais para o entendimento dos elementos da luminotécnica. A cada definição, seguem-se as unidades de medida e símbolo gráfico do Quadro de Unidades de Medida, do Sistema Internacional - SI, além de interpretações e comentários destinados a facilitar o seu entendimento [19].

**Fluxo Luminoso ( $j$ )** – É a radiação total da fonte luminosa, entre os limites de comprimento de onda (380 e 780nm). O fluxo luminoso é a quantidade de luz emitida por uma fonte, na tensão nominal de funcionamento. Sua unidade é o lúmen (lm).

**Eficiência Energética ( $K$ )** – As lâmpadas se diferenciam entre si não só pelos diferentes Fluxos Luminosos que elas irradiam, mas também pelas diferentes potências que consomem. Para poder compará-las, é necessário que se saiba quantos lúmens são gerados por watt absorvido. Sua unidade é o lúmen/watt (lm/W).

A Fig. 1-3 apresenta a comparação da eficiência energética entre vários tipos de lâmpadas. Através desta comparação pode-se comprovar o alto rendimento da lâmpada de vapor de sódio.

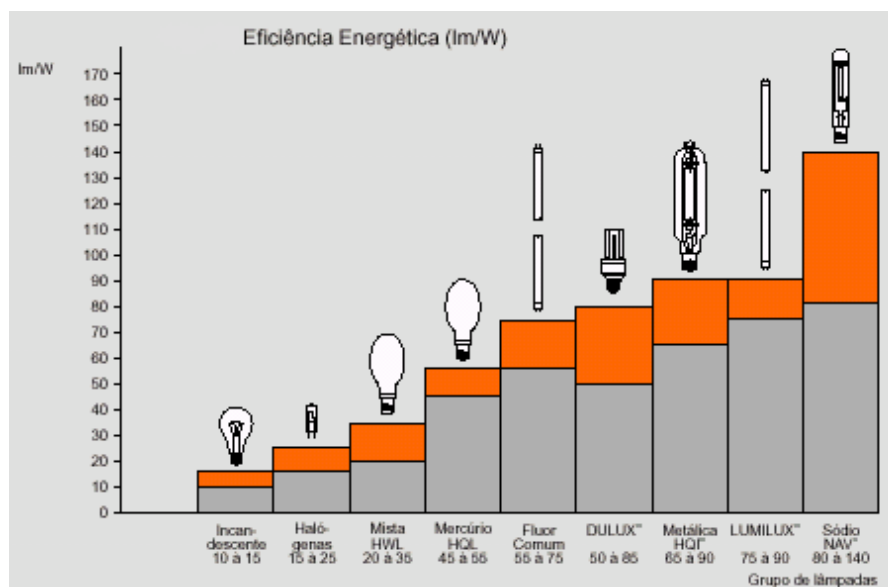


Fig. 1-3 - Comparação da eficiência energética das lâmpadas da OSRAM [19].

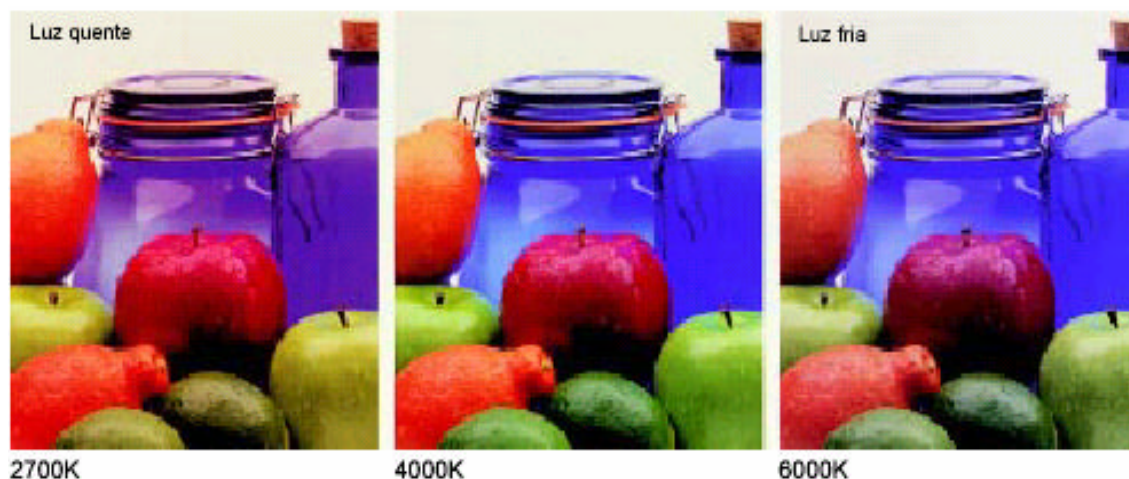
**Iluminância ou Iluminamento ( $E$ )** – É a luz que uma lâmpada irradia, relacionada à superfície a qual incide. Indica o fluxo luminoso de uma fonte de luz que incide sobre

uma superfície situada a uma certa distância desta fonte. Na prática, é a quantidade de luz dentro de um ambiente e pode ser medida com o auxílio de um luxímetro. Como o fluxo luminoso não é distribuído uniformemente, a iluminância não será a mesma em todos os pontos da área em questão. Considera-se por isso a iluminância média ( $E_m$ ). Existem normas especificando o valor mínimo de  $E_m$ , para ambientes diferenciados pela atividade exercida relacionados ao conforto visual. Alguns dos exemplos mais importantes estão relacionados na NBR 5523. A unidade é o lux (lx).

**Intensidade Luminosa ( $I$ )** – É o fluxo luminoso irradiado na direção de um determinado ponto. É expressa em candela (cd).

**Luminância ( $L$ )** – Das grandezas mencionadas, nenhuma é visível, isto é, os raios de luz não são vistos, a menos que sejam refletidos em uma superfície e aí transmitam a sensação de claridade aos olhos. Essa sensação de claridade é chamada de Luminância. Em outras palavras, é a Intensidade Luminosa que emana de uma superfície, pela sua superfície aparente. Sua unidade é a candela por metro ao quadrado ( $\text{cd}/\text{m}^2$ ).

**Temperatura de Cor** – É a grandeza que expressa a aparência de cor da luz. Quanto mais alta a temperatura de cor, mais branca é a cor da luz. A “luz quente” é a que tem aparência amarelada e temperatura de cor baixa: 3.000K ou menos. A “luz fria”, ao contrário, tem aparência azul-violeta, com temperatura de cor elevada: 6.000K ou mais. A “luz branca natural” é aquela emitida pelo sol em céu aberto ao meio-dia, cuja temperatura de cor é de 5.800K. Sua unidade é o Kelvin (K). A Fig. 1-4 apresenta uma mesma figura para diferentes temperaturas de cor.



**Fig. 1-4 - Temperatura de cor [19].**

**Índice de Reprodução de Cores (IRC)** – É a medida de correspondência entre a cor real de um objeto ou superfície e sua aparência diante de uma fonte de luz. A luz artificial, como regra, deve permitir ao olho humano perceber as cores corretamente, ou o mais próximo possível da luz natural. Lâmpadas com IRC de 100% apresentam as cores com total fidelidade e precisão. Quanto mais baixo o índice, mais deficiente é a reprodução de cores. Os índices variam conforme a natureza da luz e são indicados de acordo com o uso de cada ambiente.

## **1.5 Lâmpada de Vapor de Sódio de Alta Pressão**

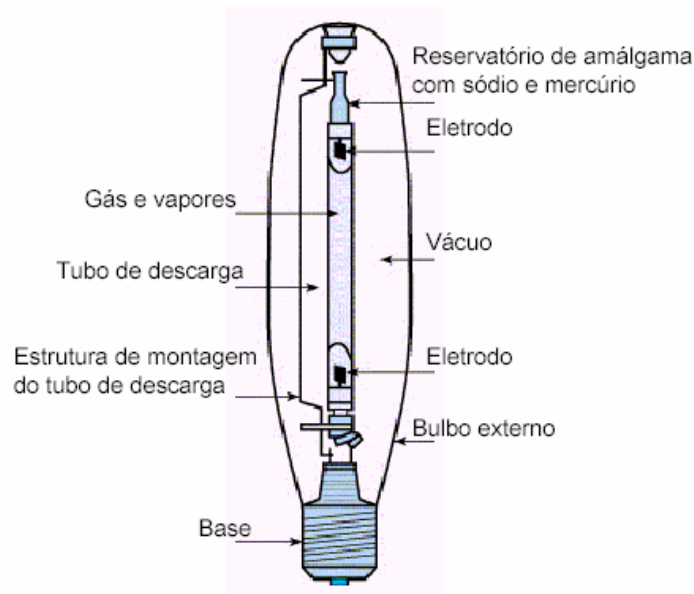
A lâmpada de vapor de sódio de alta pressão HPS (“High Pressure Sodium”) integra um grupo de lâmpadas de descarga conhecidas na literatura como HID (“High Intensity Discharge”) em função da elevada densidade de potência do arco (superiores a 30W/cm), o qual encontra-se confinado em um invólucro termicamente estabilizado, denominado tubo de descarga. A lâmpada HPS tornou-se viável comercialmente em meados da década de 60 (Século XX) com a síntese do óxido de alumínio sinterizado, um material cerâmico translúcido utilizado no tubo de descarga, que é resistente ao ataque do vapor de sódio a altas temperaturas. Esta lâmpada, na sua versão convencional, foi concebida como fonte de luz para iluminação de grandes áreas e apresenta elevada eficácia luminosa (120 lm/W), grande vida útil (aproximadamente 24.000h), porém suas características colorimétricas são limitadas em função dos valores reduzidos da temperatura correlata da cor ( $TCC \cong 2.000\text{ K}$ ) e do índice de reprodução de cor ( $IRC \cong 20$ ) [12].

### **1.5.1 Aspectos Construtivos**

A lâmpada HPS convencional utiliza um tubo de descarga de óxido de alumínio sinterizado cilíndrico, suportado por uma estrutura mecânica, inserida sob vácuo no interior de um bulbo de vidro de borosilicato com forma ovóide ou cilíndrica, cuja finalidade é prover isolamento térmico adequado para manter constante a temperatura na

parede do tubo de descarga.

A transferência de energia para o arco é realizada através de dois eletrodos localizados um em cada extremidade do tubo de descarga. O eletrodo é projetado para desempenhar sua função sob condições de pressão e composição gasosa completamente distintas, ou seja, na ignição, como na operação em regime da lâmpada com o arco plenamente estabelecido. O eletrodo é de tungstênio, formado por uma haste envolvida por duas camadas de fio. A haste encontra-se inserida em um tubo de nióbio, cujas propriedades de expansão térmica são similares ao óxido de alumínio sinterizado [12]. A Fig. 1-5 apresenta as principais partes da lâmpada de vapor de sódio de alta pressão.



**Fig. 1-5 - Lâmpada de vapor de sódio [1].**

### ***1.5.2 Princípio de Funcionamento***

A radiação luminosa emitida pela lâmpada de sódio de alta pressão provém de uma descarga elétrica em um vapor metálico (sódio ou mercúrio). À temperatura ambiente, o tubo de descarga contém amálgama de sódio e xenônio à baixa pressão como gás de preenchimento. Durante o processo de ignição, a descarga passa por uma seqüência de estágios até o estabelecimento de um arco através da coluna de xenônio, cujo calor gerado sublima o amálgama. Com a evaporação do amálgama a pressão no interior do tubo de



descarga aumenta, até que a temperatura na parede do tubo de descarga se estabilize no seu valor de regime ( $\cong 1.500$  K).

Em função da elevada condutividade térmica do sódio, lâmpadas HPS sem um gás moderador apresentariam baixa eficácia luminosa. Por esta razão, adiciona-se mercúrio e/ou xenônio, visto que ambos, a pressões mais elevadas que o sódio, reduzem as perdas térmicas por condução e aumentam a inércia térmica da descarga (reduzindo flutuações de temperatura). Uma vez que o gás moderador também altera a condutibilidade elétrica da descarga, este é utilizado para ajustes na tensão de arco da lâmpada [12].

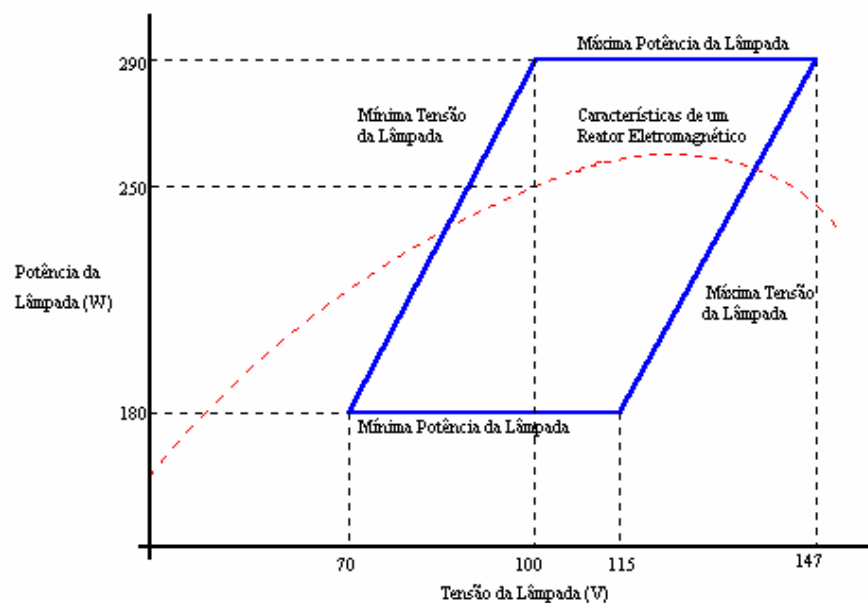
### ***1.5.3 Características Elétricas e Instalação das Lâmpadas HPS***

As lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão apresentam um tubo de descarga de pequeno diâmetro, o que permite uma pequena curvatura no arco. Desta forma, apresentam pequenas mudanças no comportamento elétrico e na eficiência da lâmpada quando instalada em posição horizontal, permitindo assim, que a lâmpada possa ser instalada em qualquer posição [1].

Nas lâmpadas HPS existem perdas do sódio com o decorrer da vida útil [12]. Os motivos das perdas são:

- Reações químicas do metal com o tubo de descarga e com o material sublimado dos eletrodos;
- Penetração do sódio por um processo eletrolítico na parede do tubo de óxido de alumínio sinterizado;
- Perda de metal através das extremidades do tubo nos pontos de selagem (vedação).

Conforme [12], as perdas do sódio acarretam em um lento aumento da tensão do arco da lâmpada, que situa-se na ordem de 1 a 2V a cada 1.000 horas de operação. Por esta razão, os limites de operação podem ser especificados de acordo com um diagrama trapezoidal, também conhecido na literatura como paralelogramo de potência. A Fig. 1-6 apresenta o paralelogramo para a lâmpada de vapor de sódio de alta pressão com o bulbo tubular claro de 250W. O paralelogramo da Fig. 1-6, assim como para outras potências e outros modelos de lâmpadas podem ser diretamente adquiridas através da norma NBR IEC662 [18].



**Fig. 1-6 – Limites de funcionamento da lâmpada HPS de 250W com bulbo elíptico revestimento difuso e bulbo tubular claro [18].**

A linha superior define a máxima potência permitida na lâmpada, para que a mesma ainda possua um tempo de vida útil razoável. O limite inferior define a potência mínima a qual a lâmpada possa ser submetida, assegurando um fluxo luminoso aceitável após a partida. O limite à esquerda e a direita fornece a variação da tensão do arco em função da potência na lâmpada. O deslocamento entre o limite da esquerda e o da direita fornece o comportamento da tensão do arco em função do envelhecimento da lâmpada para uma mesma potência.

Através do diagrama trapezoidal pode-se obter o valor da resistência equivalente da lâmpada em função do envelhecimento, sendo estes dados muito importantes no projeto de reatores eletrônicos operando em alta frequência. Conforme a Fig. 1-6, pode-se verificar que a resistência da lâmpada de 250W (com bulbo elíptico revestimento difuso e bulbo tubular claro) varia de aproximadamente  $33\Omega$  no início da vida útil para  $67\Omega$  no final da vida útil. Para uma lâmpada com a mesma potência, porém com bulbo elíptico e revestimento difuso com cor aperfeiçoada, este valor varia de 33 a  $106\Omega$ . Estes valores são obtidos com base na potência e na tensão da lâmpada.

Outro fator muito importante para os projetistas de reatores eletrônicos, é o fato que a resistência equivalente apresenta um valor muito inferior à nominal quando a mesma está

fria (Fase de aquecimento). Medições em laboratório apresentaram um valor de aproximadamente  $3\Omega$ , medido logo após a partida da lâmpada. Este valor evolui em função da temperatura da lâmpada, até que a mesma atinja o regime térmico.

#### 1.5.4 Comportamento da Lâmpada em Baixas Frequências

A Fig. 1-7 apresenta o comportamento da tensão e da corrente sobre a lâmpada quando a mesma é alimentada por reatores eletromagnéticos e com baixa frequência de operação [27]. Os picos de tensão que aparecem na figura são devido ao re-acendimento da lâmpada a cada período da rede. Este re-acendimento é ocasionado pelo resfriamento do plasma na passagem por zero da senóide de entrada.

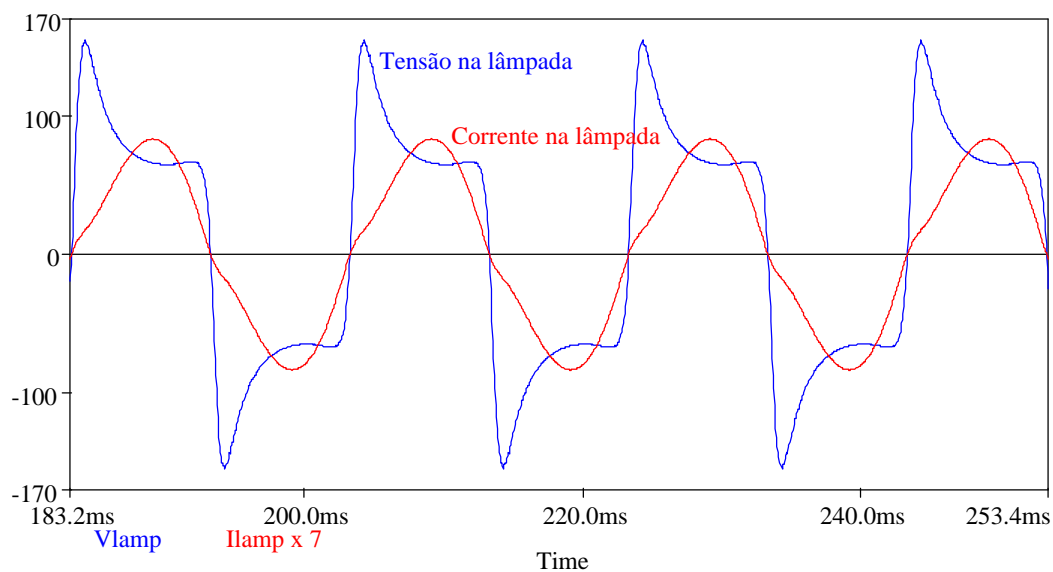
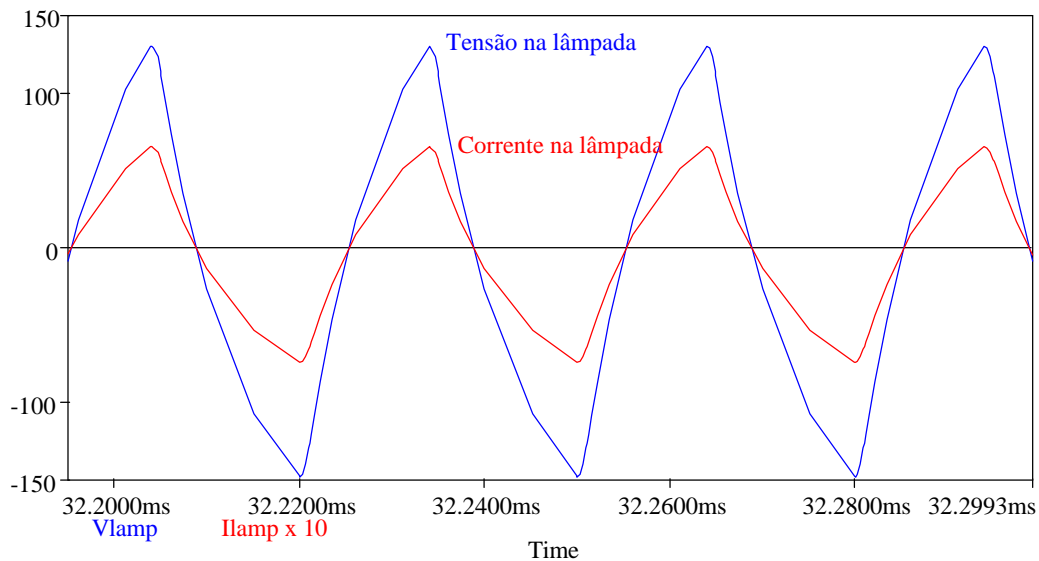


Fig. 1-7 – Tensão e corrente na lâmpada em baixa frequência (50Hz).

#### 1.5.5 Comportamento da Lâmpada em Altas Frequências.

A Fig. 1-8 apresenta o comportamento da tensão e da corrente na lâmpada quando a mesma é submetida à operações em altas frequências [27]. Em altas frequências, o tempo é insuficiente para ocasionar resfriamento do plasma e, com isso, o problema de re-acendimento não se manifesta. Neste caso, o circuito equivalente da lâmpada pode ser modelado por uma resistência.



**Fig. 1-8 – Tensão e corrente na lâmpada em alta frequência (33kHz).**

### 1.5.6 Ressonância Acústica

A operação em alta frequência da lâmpada de vapor de sódio de alta pressão elimina o problema de “flicker” que ocorre quando submetida a baixas frequências. Entretanto, o aumento da frequência ocasiona formação de ondas estacionárias no interior do tubo de descarga (ressonância acústica), que é o grande problema no projeto e na operação de lâmpadas HPS. A ressonância pode ocasionar a distorção no formato do arco, extinção do arco, ou até mesmo levar à destruição da lâmpada.

Os principais fatores que influenciam na frequência de ressonância de uma lâmpada em particular são: a dimensão interna e a geometria do tubo de descarga, velocidade do som e a pressão e temperatura do gás.

Na literatura encontram-se vários métodos para evitar o problema da ressonância acústica [7] e [30]. Sendo estes divididos em três grupos:

- ✓ **Operação das lâmpadas em frequências onde o fenômeno de ressonância não se manifesta** – Esta técnica é subdividida em três grupos:
  - **Operação em corrente contínua** – Neste tipo de operação a lâmpada é alimentada por uma fonte contínua de tensão para evitar a ressonância, porém produz um fenômeno chamado cataforese, que

causa uma diferença de temperatura entre os eletrodos e diminui a vida útil da lâmpada;

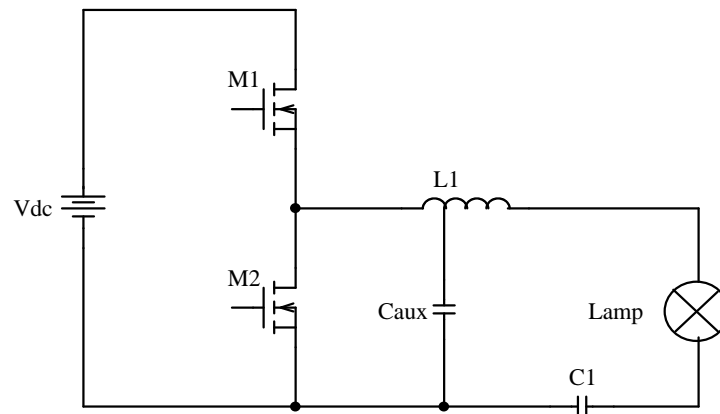
- **Operação em frequências superiores a frequência de ressonância**  
– Esta técnica apresenta dificuldades na obtenção de reatores para operar em elevadas frequências e com reduzidas perdas;
- **Operação em faixas de frequências livres de ressonância** - Esta técnica apresenta dificuldades de aplicação, pois a frequência de ressonância é dependente das geometrias internas do tubo de descarga e da pressão do gás e pode ser diferente de uma lâmpada para outra do mesmo modelo.
- ✓ **Operação com injeção de potência em várias frequências simultaneamente** – Consiste no uso de um método de controle de espalhamento do espectro de potência;
- ✓ **Uso de um sistema de controle** – Com o emprego de um microcontrolador, pode-se medir a impedância da lâmpada e detectando a manifestação da ressonância atuar na modulação da frequência aplicada à mesma.

## 1.6 Ignitores

Os ignitores são circuitos auxiliares destinados à partida da lâmpada a frio. Sua função é fornecer um pulso de tensão capaz de proporcionar a ruptura do arco do gás de ignição (xenônio). A faixa de tensão necessária para a ruptura do gás depende da potência da lâmpada, e situa-se entre 1,8 kV a 5 kV [1], [12] e [18]. Geralmente a tensão é fornecida por circuitos ressonantes que aplicam múltiplos pulsos, ou por circuitos que utilizam centelhador ou SIDAC, que fornecem um único pulso.

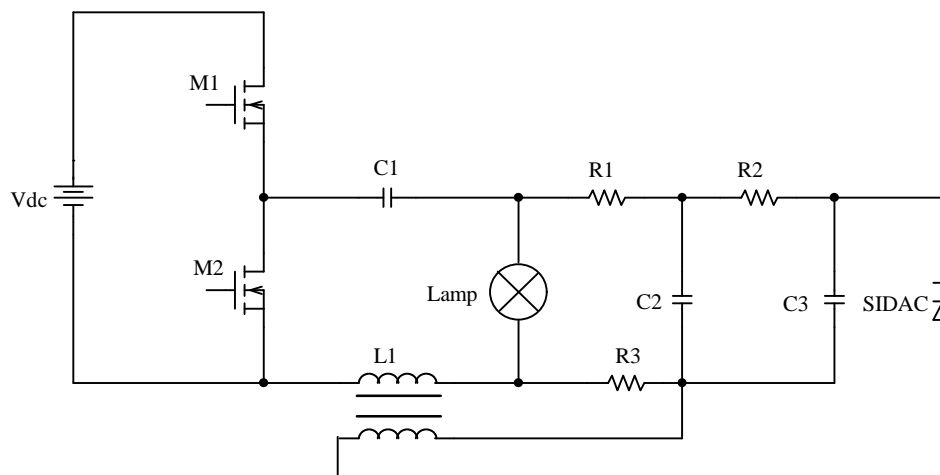
Os reatores convencionais apresentam o dispositivo de ignição externo ao reator, enquanto que os reatores eletrônicos apresentam o circuito de ignição incorporado ao próprio reator.

A Fig. 1-9 apresenta um exemplo de circuito ressonante. A ressonância é obtida através da primeira parte do enrolamento do indutor L1 e o capacitor auxiliar Caux.



**Fig. 1-9 – Exemplo de ignitor ressonante.**

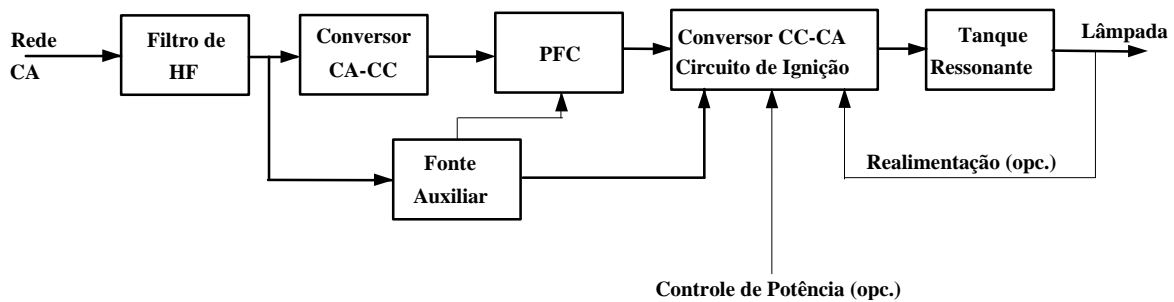
Fig. 1-10 apresenta um exemplo de ignitor utilizando o SIDAC. O SIDAC pode ser definido como um componente bidirecional em corrente e tensão e passa do estado bloqueado para condução quando a tensão sobre o componente atingir a tensão de ruptura. O bloqueio ocorre naturalmente quando a corrente abaixar de um determinado valor (“holding current”) [1].



**Fig. 1-10 – Exemplo de ignitor utilizando o SIDAC.**

## 1.7 Reator Eletrônico

Na Fig. 1-11 é mostrado o diagrama de blocos de um reator eletrônico.



**Fig. 1-11 – Diagrama de blocos de um reator.**

O reator eletrônico é composto basicamente por:

- **Filtro de HF:** Responsável pela filtragem das altas frequências, na ordem da frequência de comutação;
- **Conversor CA-CC:** Converte a tensão alternada da rede elétrica para uma tensão contínua;
- **PFC (“Power Factor Correction”):** No estágio de correção do fator de potência pode-se ter o conversor PFC ativo e o passivo. Sendo o conversor ativo composto pelos conversores Boost ou Buck-Boost;
- **Fonte Auxiliar:** Fornece tensão de alimentação para o estágio inversor e para o estágio PFC ativo;
- **Conversor CC-CA e Circuito de Ignição:** Converte a tensão de corrente contínua para corrente alternada. O circuito de ignição fornece o pulso de tensão necessário para a etapa de partida da lâmpada;
- **Tanque Ressonante:** Bloqueio da componente contínua (CC) e limitação da corrente na lâmpada.

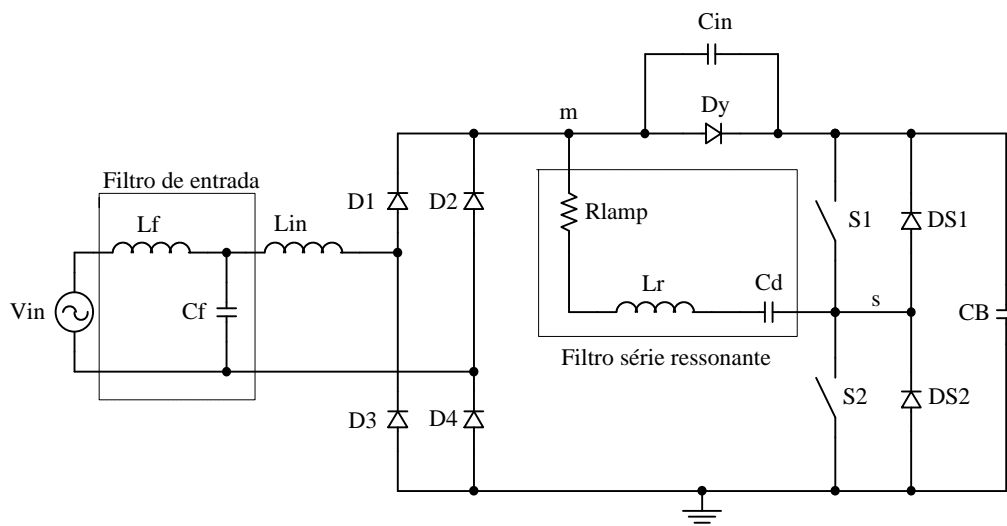
Além dos blocos citados acima, o reator pode ter incorporado uma malha de controle para manter a potência da lâmpada constante frente a variações da tensão de entrada e envelhecimento da mesma.

## 1.8 Reatores Eletrônicos de Único Estágio

Atualmente, os reatores eletrônicos são submetidos à norma IEC 61000-3-2 classe C que limita o conteúdo harmônico da corrente da rede. Para satisfazer estas normas, a

solução normalmente utilizada é a inserção de um estágio de correção do fator de potência (PFC) ao reator. Porém, com a inserção deste estágio os reatores tornam-se com elevado custo, além de tornarem-se mais pesados, volumosos e menos confiáveis. Com o objetivo de reduzir o custo, várias estruturas de único estágio foram surgindo [8], [13], [20] a [25]. Estas estruturas combinam em um único estágio, a correção de fator de potência com o inversor de tensão, resultando na eliminação de um interruptor e de uma malha de controle. Seguindo esta tendência, será abordado neste trabalho o estudo de duas estruturas de estágio único.

A primeira estrutura a ser estudada é o conversor “charge pump” com corrente de entrada contínua e correção do fator de potência (CIC-CPPFC “Continuous-Input Current Charge Pump Power-Factor-Correction Electronic Ballast”) [20] e [24]. A principal vantagem desta estrutura é o fato dos interruptores terem que suportar somente a corrente da carga, que teoricamente é a menor corrente possível. Com isso, pode-se obter um alto rendimento do reator. A Fig. 1-12 apresenta a estrutura de potência do reator eletrônico.

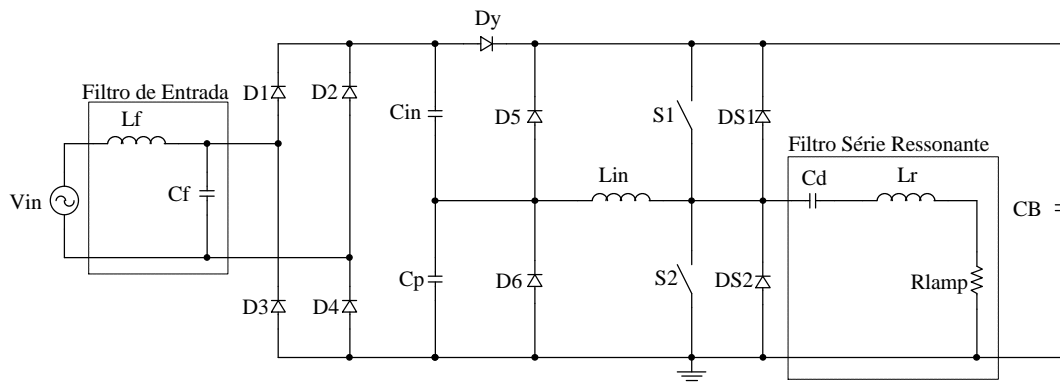


**Fig. 1-12 – Estrutura de potência do reator CIC-CPPFC.**

A segunda estrutura a ser estudada será o conversor fonte de tensão “charge pump” com correção do fator de potência (VS-CPPFC “Voltage-Source Charge Pump Power-Factor-Correction AC/DC Converters”) [25]. Esta estrutura apresenta como vantagem o reduzido número de componentes em relação às estruturas de dois estágios, porém os interruptores terão que ser dimensionados para suportar a corrente da carga e a corrente do



estágio de correção do fator de potência. A Fig. 1-13 apresenta a estrutura de potência do reator eletrônico.



**Fig. 1-13 – Estrutura de potência do reator VS-CPPFC.**

## 1.9 Conclusão

Neste capítulo foram apresentadas algumas formas de geração de luz e seu comportamento no espectro eletromagnético. Foram apresentados conceitos referentes às grandezas utilizadas em iluminação, destacando-se as unidades de medida e símbolos gráficos do quadro de unidades de medida. Fez-se uma abordagem do princípio de funcionamento, aspectos construtivos e características elétrica da lâmpada de vapor de sódio de alta pressão e comentou-se sobre alguns problemas na operação da lâmpada em altas frequências. Além disso, verificou-se a necessidade de circuitos de ignição para a partida da lâmpada, e apresentaram-se duas maneiras distintas de se obter esta elevada tensão. Apresentou-se o diagrama de blocos de um reator eletrônico tradicional para a alimentação de lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão e, por último, foi dado um pequeno relato referente às estruturas que serão abordadas no decorrer deste trabalho.

## **CAPÍTULO 2 - ANÁLISE E METODOLOGIA DE PROJETO DO FILTRO SÉRIE RESSONANTE E DO FILTRO DE ENTRADA**

### **2.1 Introdução**

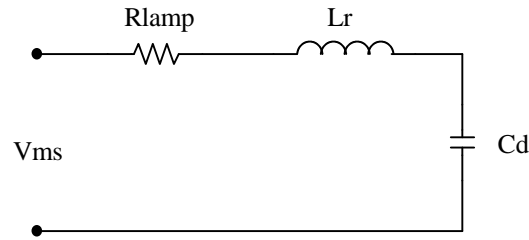
Neste capítulo será abordado o estudo, princípio de funcionamento e metodologia de projeto do filtro série ressonante e do filtro de entrada.

Normalmente em projetos de reatores eletrônicos utiliza-se o inversor meia ponte (“half-bridge”) para a alimentação das lâmpadas, pois estes necessitam apenas de dois interruptores e, com isto, possui menor custo de implementação. Este tipo de inversor normalmente fornece em sua saída uma tensão, cujo formato é uma forma de onda quadrada e com nível CC (Corrente Contínua), surgindo desta maneira a necessidade da utilização de um filtro série ressonante para a filtragem do nível CC e atenuação das harmônicas de ordem superior a fundamental, bem como a limitação da corrente fornecida à lâmpada.

Como os inversores operam com frequência de comutação superior à frequência da rede elétrica, torna-se necessária a utilização de um filtro na entrada do inversor para a minimização das harmônicas de corrente na ordem da frequência de comutação e, com isto, atender as normas referentes à taxa de distorção harmônica e fator de potência.

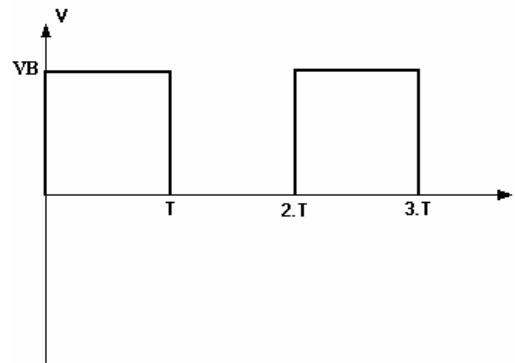
### **2.2 Filtro Série Ressonante.**

A Fig. 2-1 apresenta a topologia do filtro série ressonante que é conectado ao inversor meia ponte. O filtro é composto basicamente por um indutor ressonante ( $L_r$ ), capacitor ressonante ( $C_d$ ) e pela resistência equivalente da lâmpada. O capacitor tem a função de bloquear a componente contínua da tensão, enquanto o indutor limita a corrente na lâmpada.



**Fig. 2-1 - Filtro série ressonante.**

A tensão  $V_{ms}$  fornecida pelo inversor e que alimenta o filtro série ressonante tem a forma de onda apresentada na Fig. 2-2.



**Fig. 2-2 – Tensão  $V_{ms}$ .**

Expandindo a tensão  $V_{ms}$  na série de Fourier, tem-se:

$$v(t) = \frac{V_B}{2} + \frac{2V_B}{p} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1 - (-1)^n}{2n} \cdot \text{sen}(n \cdot \omega_s \cdot t) \quad (2.1)$$

$$v(t) = V_B \cdot \left( \frac{1}{2} + \frac{2}{p} \cdot \text{sen}(\omega_s \cdot t) + \frac{2}{3p} \cdot \text{sen}(3 \cdot \omega_s \cdot t) + \frac{2}{5p} \cdot \text{sen}(5 \cdot \omega_s \cdot t) \right) \quad (2.2)$$

Onde:

$$\omega_s = 2 \cdot p \cdot f_s \quad (2.3)$$

O valor de pico da componente fundamental da tensão é dado pela equação (2.4).

$$v_p = \frac{2 \cdot V_B}{p} \quad (2.4)$$

Com o intuito de facilitar a análise do circuito, pode-se levar em consideração apenas o valor eficaz da componente fundamental da tensão e desprezar as demais harmônicas. A equação (2.5) representa o valor eficaz da componente fundamental.

$$V_{ef} = \frac{V_B \cdot \sqrt{2}}{p} \quad (2.5)$$

A impedância total do circuito é definida pela equação (2.6).

$$Z_{tot} = \frac{1}{j \cdot \omega_s \cdot Cd} + j \cdot \omega_s \cdot L_r + R_{lamp} \quad (2.6)$$

Resolvendo a equação (2.6), obtém-se:

$$Z_{tot} = R_{lamp} + j \cdot \left( \frac{-1 + \omega_s^2 \cdot Cd \cdot L_r}{\omega_s \cdot Cd} \right) \quad (2.7)$$

A partir da impedância total do filtro ressonante, define-se o ângulo de defasagem entre a componente fundamental da tensão  $V_{ms}$  e da corrente. O ângulo é obtido pela equação (2.8).

$$f = \tan^{-1} \left( \frac{\text{Im}(Z_{tot})}{\text{Re}(Z_{tot})} \right) \quad (2.8)$$

Substituindo a parte real e a imaginária da equação (2.7) na (2.8), obtém-se a equação que define o ângulo de defasagem.

$$f = \tan^{-1} \left( \frac{-1 + \omega_s^2 \cdot Cd \cdot L_r}{\omega_s \cdot Cd \cdot R_{lamp}} \right) \quad (2.9)$$

Isolando  $L_r$  na equação (2.9), obtém-se a equação que determina o indutor ressonante em função da resistência equivalente da lâmpada, do capacitor ressonante e do ângulo de defasagem entre a tensão e a corrente.

$$L_r = \frac{\omega_s \cdot Cd \cdot R_{lamp} \cdot \tan(f) + 1}{\omega_s^2 \cdot Cd} \quad (2.10)$$

O valor eficaz da fundamental da corrente no circuito é definido por:

$$I = \frac{V_{ef}}{Z_{tot}} \quad (2.11)$$

Substituindo as equações (2.5) e (2.7) na equação (2.11), obtém-se a equação do valor eficaz da fundamental da corrente do filtro série ressonante.

$$I = \left| \frac{\omega_s \cdot Cd \cdot V_B \cdot \sqrt{2}}{\mathbf{p} \cdot (\omega_s \cdot Cd \cdot R_{lamp} - j + j \cdot \omega_s^2 \cdot Cd \cdot L_r)} \right| \quad (2.12)$$

Substituindo a equação (2.10) na equação (2.12), obtém-se o valor eficaz da fundamental da corrente do circuito em função da tensão do barramento, da resistência da lâmpada e do ângulo de defasagem entre a tensão e a corrente.

$$I = \left| \frac{V_B \cdot \sqrt{2}}{\mathbf{p} \cdot R_{lamp} \cdot (1 + j \cdot \tan(\mathbf{f}))} \right| \quad (2.13)$$

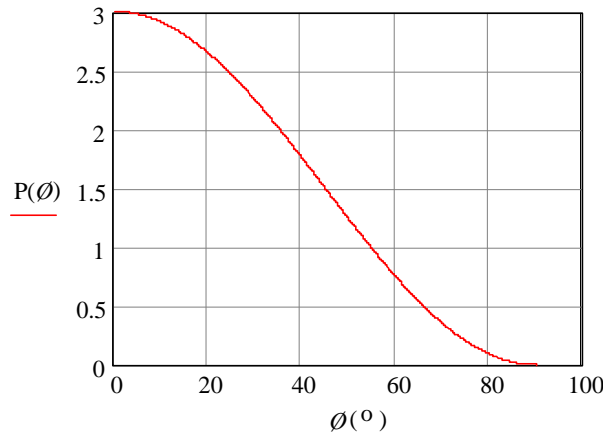
Com a obtenção da corrente do circuito, define-se a potência da lâmpada que é dada por:

$$P = R_{lamp} \cdot I^2 \quad (2.14)$$

Substituindo a equação (2.13) em (2.14), tem-se a equação que determina a potência da lâmpada em função do ângulo, da tensão de barramento e da resistência da lâmpada.

$$P = R_{lamp} \cdot \left| \frac{V_B \cdot \sqrt{2}}{\mathbf{p} \cdot R_{lamp} \cdot (1 + j \cdot \tan(\mathbf{f}))} \right|^2 \quad (2.15)$$

Através da equação (2.15) pode-se plotar o gráfico que descreve o comportamento da potência entregue à lâmpada em função do ângulo de defasagem entre a tensão e a corrente. Com o gráfico plotado determina-se o ângulo na qual tem-se a potência nominal na lâmpada e, com este, determina-se os valores dos componentes do filtro série ressonante. A Fig. 2-3 apresenta a potência normalizada em função do ângulo de defasagem, tomando-se como base uma tensão de barramento de 350V e resistência da lâmpada de 33Ω.

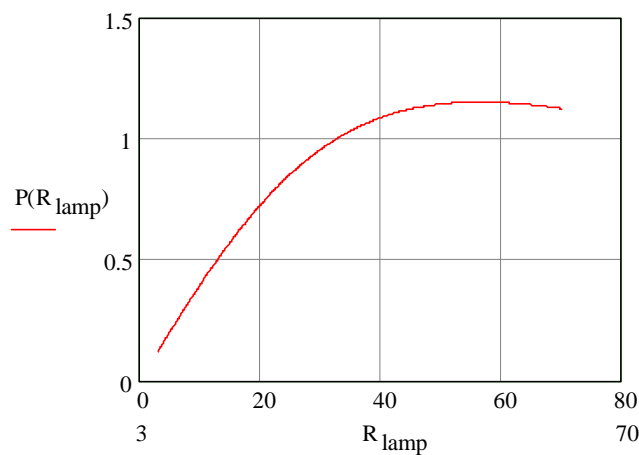


**Fig. 2-3 – Potência normalizada em função do ângulo de defasagem.**

Com todos os componentes definidos e substituindo a equação (2.9) em (2.15), obtém-se a equação que descreve o comportamento da potência na lâmpada frente às variações da sua resistência equivalente, considerando-se a tensão do barramento constante.

$$P = R_{lamp} \cdot \left| \frac{V_B \cdot \sqrt{2}}{p \cdot R_{lamp} \cdot \left( 1 + j \cdot \left( \frac{-1 + w_s^2 \cdot Cd \cdot Lr}{w_s \cdot Cd \cdot R_{lamp}} \right) \right)} \right|^2 \quad (2.16)$$

Através da equação (2.16) pode-se plotar a Fig. 2-4 que representa a potência normalizada na lâmpada com a variação da resistência, tomando-se a resistência de  $33\Omega$  como base para a potência nominal.



**Fig. 2-4 – Variação da potência normalizada na lâmpada.**

### 2.2.1 Corrente na Lâmpada

É importante observar que a frequência de ressonância do circuito que engloba o indutor ressonante e o capacitor define o comportamento da corrente na lâmpada. Quanto mais próxima for a frequência de ressonância da frequência de comutação, mais próxima de uma forma de onda senoidal será a forma de onda da corrente.

A frequência de ressonância é dada por:

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_d}} \quad (2.17)$$

Isolando  $C_d$  na equação (2.17), obtém-se:

$$C_d = \frac{1}{\omega_o^2 \cdot L_r} \quad (2.18)$$

Substituindo a equação (2.18) na (2.10), obtém-se a equação do indutor ressonante em função da frequência de ressonância e da frequência de comutação.

$$L_r = \tan(\mathbf{f}) \cdot R_{lamp} \cdot \frac{\omega_s}{(\omega_s^2 - \omega_o^2)} \quad (2.19)$$

Definindo  $\beta$  como sendo a relação entre a frequência de ressonância e a frequência de comutação e substituindo esta relação nas equações (2.18) e (2.19), obtém o valor do indutor e do capacitor em função da relação entre as frequências.

$$\mathbf{b} = \frac{\omega_o}{\omega_s} \quad (2.20)$$

$$L_r = \tan(\mathbf{f}) \cdot \frac{R_{lamp}}{\omega_s \cdot (1 - \mathbf{b}^2)} \quad (2.21)$$

$$C_d = \frac{1}{L_r \cdot (\mathbf{b} \cdot \omega_s)^2} \quad (2.22)$$

Para verificar o comportamento da corrente na lâmpada em função da relação entre as frequências, será necessária a obtenção da expressão que define o comportamento da corrente em função do tempo e da ordem das harmônicas. A forma de onda da corrente na

lâmpada pode ser obtida pela série de Fourier. A corrente na lâmpada é dada por:

$$i(t) = \frac{v(t)}{Z_n} \quad (2.23)$$

Eliminando o valor médio da equação (2.1) e substituindo na (2.23), obtém-se a equação que descreve o comportamento da corrente na lâmpada em função do tempo para uma determinada ordem de harmônica.

$$i(t) = \frac{V_B \cdot [1 - (-1)^n]}{n \cdot p \cdot Z_n} \cdot \text{sen}(n \cdot \omega_s \cdot t - f_n) \quad (2.24)$$

O termo  $Z_n$  representa a impedância equivalente do circuito para uma determinada harmônica. O termo  $Z_n$  pode ser definido pela equação (2.25).

$$Z_n = \sqrt{R_{lamp}^2 + X_n^2} = \sqrt{R_{lamp}^2 + \left( n \cdot \omega_s \cdot L_r - \frac{1}{n \cdot \omega_s \cdot C_d} \right)^2} \quad (2.25)$$

O ângulo de defasagem entre a tensão e a corrente é dada por:

$$f_n = \tan^{-1} \left( \frac{X_n}{R_{lamp}} \right) = \tan^{-1} \left( \frac{n \cdot \omega_s \cdot L_r - \frac{1}{n \cdot \omega_s \cdot C_d}}{R_{lamp}} \right) \quad (2.26)$$

Substituindo as equações (2.25) e (2.26) na (2.24), obtém-se a equação da corrente na lâmpada em função tempo e da ordem das harmônicas.

$$i(t, n) = \frac{V_B \cdot [1 - (-1)^n]}{n \cdot p \cdot \sqrt{R_{lamp}^2 + \left( n \cdot \omega_s \cdot L_r - \frac{1}{n \cdot \omega_s \cdot C_d} \right)^2}} \cdot \text{sen} \left[ n \cdot \omega_s \cdot t - \tan^{-1} \left( \frac{n \cdot \omega_s \cdot L_r - \frac{1}{n \cdot \omega_s \cdot C_d}}{R_{lamp}} \right) \right] \quad (2.27)$$

Com a equação (2.27) e com o auxílio da ferramenta Mathcad, plotou-se o comportamento da corrente na lâmpada para diferentes valores de  $\beta$ . Como pode-se observar através da Fig. 2-5, com a diminuição de  $\beta$ , ocorre um pequeno aumento na taxa de distorção harmônica total (THD “Total Harmonic Distortion”). Porém, como esse aumento é pequeno, deve-se levar em consideração no projeto do circuito o volume e peso



dos componentes, pois adotando-se uma menor relação entre as frequências, tem-se um maior capacitor e um menor indutor. De modo recíproco, aumentando-se a relação tem-se um indutor maior e um capacitor menor. Desta forma, o projetista deve levar em consideração o custo, o peso e o volume no dimensionamento dos componentes.

A Fig. 2-5 foi plotada adotando-se uma frequência de comutação de 50kHz e para uma tensão de barramento de 400V. A resistência equivalente da lâmpada utilizada nos cálculos é de  $33\Omega$ , que por sua vez corresponde à resistência no início da vida útil da mesma.

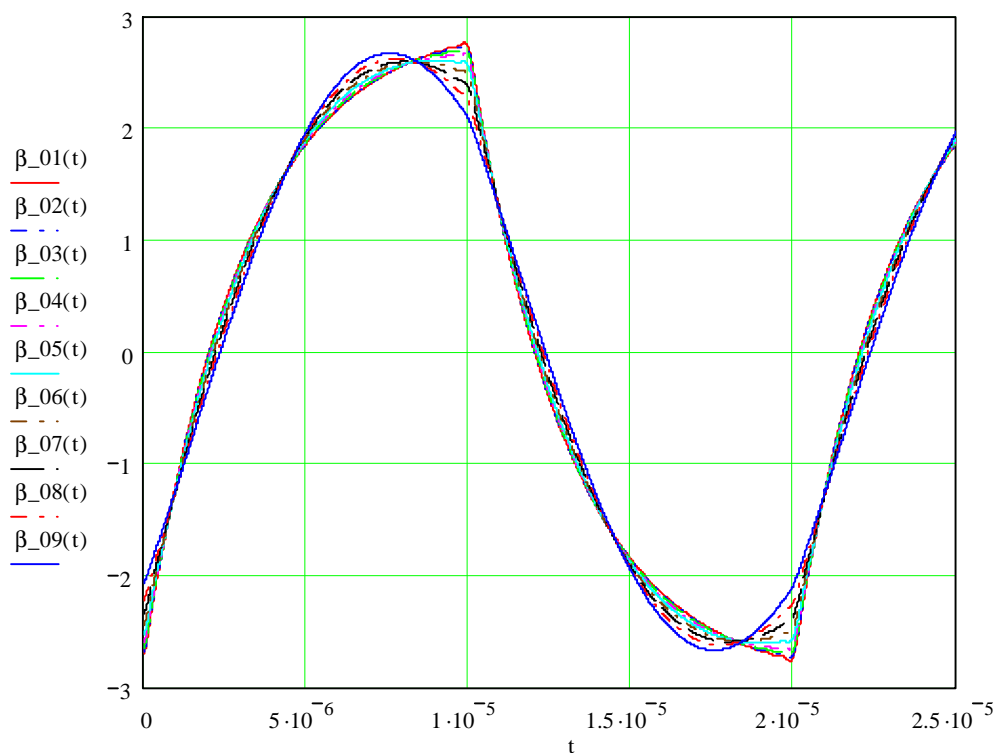


Fig. 2-5 – Corrente na lâmpada em função de b.

### 2.2.2 Metodologia de Projeto

Conforme as equações apresentadas, pode-se obter os valores dos componentes de duas maneiras distintas. Uma adotando-se um valor comercial para o capacitor sem levar em consideração a relação entre as frequências, e outra levando-se em consideração as frequências.

**1° passo:** Plota-se a potência da lâmpada em função do ângulo de defasagem para determinar em qual ângulo a potência da lâmpada equivale à nominal. Este gráfico é necessário para os dois métodos de cálculo;

**2° passo:** Substitui-se o ângulo obtido no primeiro passo na equação (2.10), e plota-se o indutor ressonante em função do capacitor;

**3° passo:** Adota-se um valor comercial para o capacitor ressonante e retira-se o valor do indutor no gráfico obtido no segundo passo, ou pode-se obter o valor do indutor diretamente pela equação (2.10). Também pode-se adotar um valor de  $\beta$  e, a partir deste, calcular o indutor pela equação (2.21) e o capacitor pela (2.22).

**4° passo:** Plota-se um gráfico da potência da lâmpada em função da resistência com os valores obtidos no terceiro passo, para verificar o comportamento da potência fornecida à lâmpada em função do envelhecimento. Segundo [9], é importante observar que a potência não ultrapasse o valor nominal no final da vida útil, para garantir que o tempo de vida não seja afetado.

### 2.2.3 Cálculo Físico do Indutor Ressonante $L_r$

O projeto físico será realizado conforme [3], a escolha do tamanho do núcleo utilizado para a confecção do indutor é realizada com base no produto das áreas ( $AeAw$ ), definido pela equação (2.28).

$$AeAw = \frac{L_r \cdot I_{Lrp} \cdot I_{Lref}}{k_w \cdot B_{max} \cdot J_{max}} \cdot 10^4 \quad (2.28)$$

Onde:

$k_w$  Fator de enrolamento;

$B_{max}$  Máxima densidade de fluxo magnético;

$J_{max}$  Máxima densidade de corrente.

Com a determinação do núcleo, alguns parâmetros podem ser obtidos diretamente de catálogos de fabricantes, sendo eles:

$AeAw$  Produto das áreas;

- $A_e$  Área da perna central;
- $A_w$  Área da janela do carretel;
- $l_t$  Comprimento médio de uma espira.

Definidos os parâmetros acima, o número de espiras do indutor pode ser determinado pela equação (2.29).

$$N_{esp} = \frac{L_r \cdot I_{LrpK}}{B_{max} \cdot A_e} \cdot 10^4 \quad (2.29)$$

A dimensão do entreferro para evitar a saturação do núcleo pode ser obtida pela equação (2.30). Esta equação determina o entreferro em centímetros.

$$lg = \frac{N_{esp}^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e}{L_r} \cdot 10^{-2} \quad (2.30)$$

Para o cálculo da bitola do condutor e do número de condutores, deve ser levada em consideração a profundidade de penetração devido ao efeito pelicular. Desta forma, o diâmetro do condutor deve ser menor ou igual a duas vezes a profundidade de penetração obtida pela equação (2.31).

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} \quad (2.31)$$

Onde o fator “7,5” é o coeficiente de penetração definido para uma temperatura de 100° C.

A área de cobre necessária para o condutor é determinada pela equação (2.32).

$$S_{cucond} = \frac{I_{Lref}}{J_{max}} \quad (2.32)$$

Definido o condutor elementar pela equação (2.31), pode-se determinar o número de condutores em paralelo dividindo-se a área de cobre total necessária, definida pela equação (2.32), pela área do condutor adotado para satisfazer a condição da profundidade de penetração.

$$N_{cond} = \frac{S_{cucond}}{S_{condel}} \quad (2.33)$$

## 2.3 Filtro de Entrada

Com o intuito de atender as normas referentes ao fator de potência e taxa de distorção harmônica na corrente de entrada do reator, torna-se necessária a utilização de um filtro de alta frequência para a atenuação das harmônicas na ordem da frequência de comutação. Dentre as diversas configurações possíveis, optou-se pelo filtro LC apresentado em [4], em função da sua simplicidade e eficiência. A Fig. 2-6 apresenta a topologia do filtro LC.

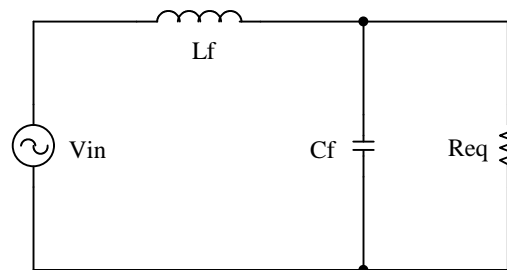


Fig. 2-6 – Filtro LC de entrada.

$R_{eq}$  representa a resistência equivalente do reator aos terminais da fonte de entrada e pode ser determinada pela relação entre a tensão eficaz de entrada e a potência da lâmpada, para um determinado rendimento  $\eta$  do reator.

$$R_{eq} = \frac{h \cdot V_{in}^2}{P_{out}} \quad (2.34)$$

Aplicando transformada de Laplace ao circuito da Fig. 2-6, obtém-se o circuito da Fig. 2-7, onde através deste determina-se a função de transferência do filtro.

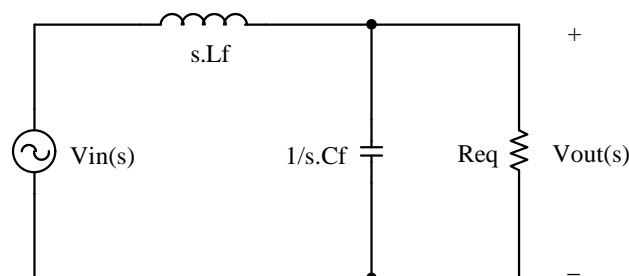


Fig. 2-7 – Transformada de Laplace.

O ganho de tensão entre a entrada e a saída do filtro é definido por:

$$G(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{1}{s^2 \cdot L_f \cdot C_f + s \cdot \frac{L_f}{Re q} + 1} \quad (2.35)$$

A função de transferência do filtro apresenta dois pólos, resultando desta forma numa atenuação de 40dB/década. Transformando a equação (2.35) para o domínio da frequência, obtém-se:

$$G(j \cdot w_s) = \frac{1}{-w_s^2 \cdot L_f \cdot C_f + j \cdot w_s \cdot \frac{L_f}{Re q} + 1} \quad (2.36)$$

Definido-se a frequência de corte do filtro e o fator de amortecimento pelas equações (2.37) e (2.38).

$$w_c = \frac{1}{\sqrt{L_f \cdot C_f}} \quad (2.37)$$

$$z = \frac{1}{2 \cdot Re q} \sqrt{\frac{L_f}{C_f}} \quad (2.38)$$

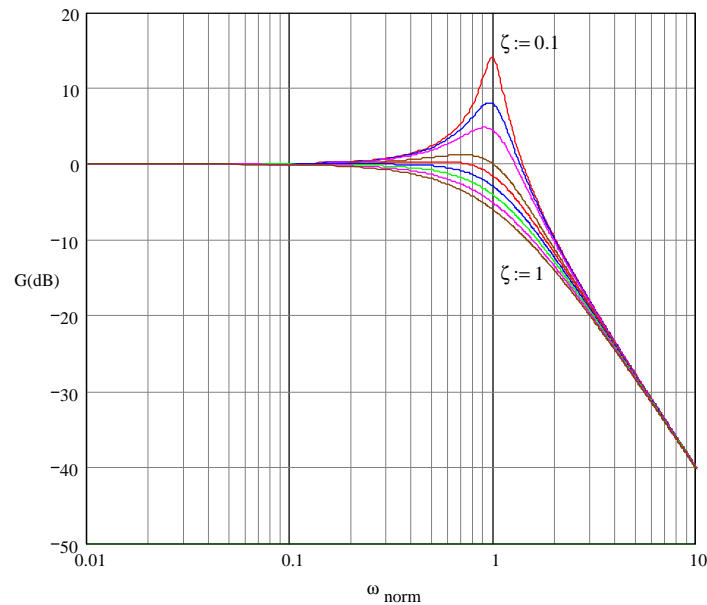
Onde:

- $w_c$  é a frequência de corte;
- $z$  é o fator de amortecimento.

Substituindo as equações (2.37) e (2.38) na (2.36), obtém-se a equação (2.39) que descreve o comportamento do filtro em função da frequência.

$$G(j \cdot w_s) = \frac{1}{-\frac{w_s^2}{w_c^2} + 2 \cdot j \cdot z \cdot \frac{w_s}{w_c} + 1} \quad (2.39)$$

Normalizando as frequências  $\omega_{norm}$  ( $\omega_s/\omega_c$ ) da equação (2.39), obtém-se o gráfico da variação do ganho do filtro de entrada em função da frequência normalizada para diversos fatores de amortecimento ( $\zeta$ ).



**Fig. 2-8 – Ganho em dB do filtro de entrada.**

Neste tipo de filtro tem-se uma atenuação das componentes de frequência maiores que a frequência de corte  $\omega_c$  ( $\omega_{\text{norm}} \gg 1$ ). Assim, deve-se adotar uma frequência de corte inferior a mínima frequência de comutação, na ordem de 10 vezes menor (uma década abaixo) e escolher um fator de amortecimento  $\zeta$  maior ou igual a 0.7.

Substituindo a equação (2.37) na (2.38), obtém-se a equação que determina o valor do capacitor do filtro em função do fator de amortecimento, resistência equivalente do circuito e da frequência de corte.

$$C_f = \frac{1}{2 \cdot Z \cdot \text{Re } q \cdot \omega_c} \quad (2.40)$$

Isolando  $L_f$  da equação (2.37), obtém-se o indutor do filtro.

$$L_f = \frac{1}{\omega_c^2 \cdot C_f} \quad (2.41)$$

## 2.4 Indutores Magneticamente Acoplados

Nesta seção será dada ênfase ao estudo de indutores magneticamente acoplados. Estes indutores consistem basicamente de duas bobinas distintas enroladas no mesmo

núcleo. A Fig. 2-9 apresenta dois indutores acoplados, contendo respectivamente  $n_1$  e  $n_2$  espiras, percorridos pelas correntes  $i_1$  e  $i_2$  e produzindo os fluxos  $\phi_{L1}$  e  $\phi_{L2}$ .

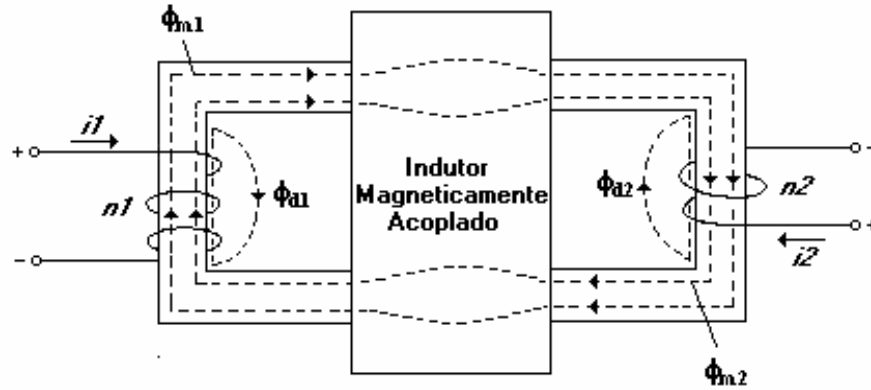


Fig. 2-9 - Representação geral de dois indutores acoplados.

Conforme [11], o fluxo originado em cada indutor ( $\phi_{L1}$  e  $\phi_{L2}$ ) é composto por duas parcelas, uma que atravessa as espiras do outro indutor ( $\phi_{m1}$  e  $\phi_{m2}$ ) e outra parte que atravessa o ar ( $\phi_{d1}$  e  $\phi_{d2}$ ). Desta forma, o fluxo total produzido em cada indutor é definido por:

$$\mathbf{f}_{L1} = \mathbf{f}_{m1} + \mathbf{f}_{d1} \quad (2.42)$$

$$\mathbf{f}_{L2} = \mathbf{f}_{m2} + \mathbf{f}_{d2} \quad (2.43)$$

O fluxo que atravessa as espiras dos dois indutores simultaneamente, conhecido como fluxo mútuo, é definido por:

$$\mathbf{f}_m = \mathbf{f}_{m1} + \mathbf{f}_{m2} \quad (2.44)$$

Desta forma, pode-se determinar o fluxo total que atravessa cada indutor. Este fluxo é composto pelo fluxo produzido pela indutância própria mais a parcela do fluxo produzido pela outra indutância.

$$\mathbf{f}_{L1t} = \mathbf{f}_{L1} + \mathbf{f}_{m2} \quad (2.45)$$

$$\mathbf{f}_{L2t} = \mathbf{f}_{L2} + \mathbf{f}_{m1} \quad (2.46)$$

Substituindo as equações (2.42), (2.43) e (2.44) nas equações (2.45) e (2.46), obtém-se o fluxo total que atravessa cada enrolamento.

$$\mathbf{f}_{L1t} = \mathbf{f}_m + \mathbf{f}_{d1} \quad (2.47)$$

$$\mathbf{f}_{L2t} = \mathbf{f}_m + \mathbf{f}_{d2} \quad (2.48)$$

Obs: Os sinais positivos nas equações (2.44) a (2.48) correspondem as polaridades das correntes a aos sentidos dos enrolamentos dados na Fig. 2-9. Invertendo-se o sentido de uma das correntes ou o sentido de um dos enrolamentos, inverte-se o sinal das equações.

### 2.4.1 Definição das Indutâncias

Partindo da definição dos fluxos envolvidos nos indutores magneticamente acoplados, pode-se obter as respectivas indutâncias e, através destas obter a indutância total do indutor. As indutâncias são divididas em quatro grupos:

Indutâncias de magnetização:

$$L_{m1} = n_1 \cdot \frac{\mathbf{f}_{m1}}{i_1} \quad (2.49)$$

$$L_{m2} = n_2 \cdot \frac{\mathbf{f}_{m2}}{i_2} \quad (2.50)$$

Indutâncias de dispersão:

$$L_{d1} = n_1 \cdot \frac{\mathbf{f}_{d1}}{i_1} \quad (2.51)$$

$$L_{d2} = n_2 \cdot \frac{\mathbf{f}_{d2}}{i_2} \quad (2.52)$$

Indutâncias próprias:

$$L_1 = n_1 \cdot \frac{\mathbf{f}_{L1}}{i_1} \quad (2.53)$$



$$L_2 = n_2 \cdot \frac{f_{L2}}{i_2} \quad (2.54)$$

Indutâncias mútuas:

$$M_1 = n_1 \cdot \frac{f_{m2}}{i_2} \quad (2.55)$$

$$M_2 = n_2 \cdot \frac{f_{m1}}{i_1} \quad (2.56)$$

Substituindo as equações (2.42) e (2.43) nas equações (2.53) e (2.54), verifica-se que as indutâncias próprias são compostas pelas indutâncias de dispersão e pelas indutâncias magnetizantes, resultando desta forma nas seguintes equações:

$$L_1 = L_{d1} + L_{m1} \quad (2.57)$$

$$L_2 = L_{d2} + L_{m2} \quad (2.58)$$

Desta forma, pode-se determinar o valor da indutância total do indutor acoplado como sendo a soma das indutâncias próprias de cada enrolamento com as indutâncias mútuas. A indutância total é dada pela equação (2.59).

$$L_{tot} = L_1 + L_2 + M_1 + M_2 \quad (2.59)$$

Desprezando as indutâncias de dispersão e sabendo-se que  $i_1=i_2$ , pois  $n_1=n_2$  para este tipo de acoplamento, obtém-se:

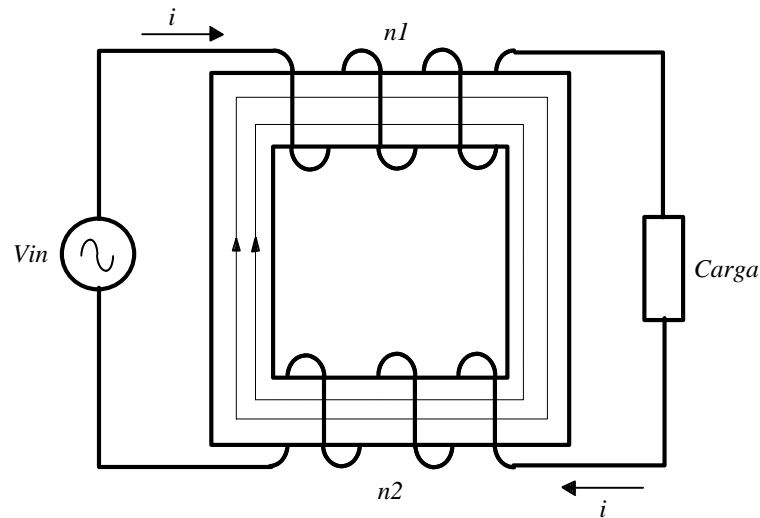
$$L_{tot} = 2 \cdot (L_1 + L_2) \quad (2.60)$$

Desta forma, conclui-se através da equação (2.60) que o indutor acoplado apresenta uma indutância total equivalente ao dobro da duas indutâncias próprias, desde que se tenha uma baixa indutância de dispersão ou um bom acoplamento.

## 2.4.2 Cálculo Físico dos Indutores Acoplados

Antes de partir para o equacionamento da parte física do indutor, deve-se entender que o mesmo será construído com dois enrolamentos e com o mesmo número de espiras

para cada enrolamento, e ligados de forma que seus fluxos se somem na passagem da corrente elétrica. A Fig. 2-10 apresenta a forma na qual o indutor deve ser ligado a carga para que se tenha a soma dos fluxos.



**Fig. 2-10 – Esquema de ligação.**

Da análise das indutâncias conclui-se que será necessária a confecção de dois enrolamentos no mesmo carretel cuja indutância de cada enrolamento equivale a um quarto da indutância total do componente. Desta forma, tem-se que indutância dos enrolamentos equivale a:

$$L_1 + L_2 = \frac{L_{tot}}{2} \quad (2.61)$$

O escolha do núcleo pode ser obtida a partir dos resultados de  $AeAw$  calculados com o auxílio da equação (2.62).

$$AeAw = \frac{L_{tot} \cdot I_{Lfpk} \cdot I_{Lfef}}{2 \cdot k_w \cdot B_{max} \cdot J_{max}} \cdot 10^4 \quad (2.62)$$

Onde:

- $k_w$  Fator de enrolamento;
- $B_{max}$  Máxima densidade de fluxo magnético;
- $J_{max}$  Máxima densidade de corrente.

Com a determinação do núcleo, alguns parâmetros podem ser obtidos diretamente de catálogos de fabricantes, sendo eles:

$AeAw$	Produto das áreas;
$Ae$	Área da perna central;
$Aw$	Área da janela do carretel;
$l_t$	Comprimento médio de uma espira

O número de espiras totais na qual o carretel deve suportar é definido pela equação (2.63).

$$N_{esptot} = \frac{L_{tot} \cdot I_{Lfpk}}{2 \cdot B_{max} \cdot Ae} \cdot 10^4 \quad (2.63)$$

O número de espiras por enrolamento é dado pela equação (2.64).

$$N_{espenr} = \frac{L_{tot} \cdot I_{Lfpk}}{4 \cdot B_{max} \cdot Ae} \cdot 10^4 \quad (2.64)$$

O entreferro em centímetros, necessário para evitar a saturação do indutor é definido por:

$$lg = \frac{2 \cdot N_{esptot}^2 \cdot \mu_o \cdot Ae}{L_{tot}} \cdot 10^{-2} \quad (2.65)$$

A frequência da componente fundamental da corrente que circula pelo indutor é 60Hz (Frequência da rede), portanto não há problemas devido ao efeito pelicular. Desta forma a bitola do condutor pode ser diretamente definida pela equação (2.66).

$$S_{cucond} = \frac{I_{Lfef}}{J_{max}} \quad (2.66)$$

Através das equações (2.62) a (2.66) ficam definidas as diferenças existentes na metodologia de cálculo dos indutores magneticamente acoplados em relação aos indutores não acoplados apresentados em [3].

## **2.5 Conclusão**

No decorrer deste capítulo foram apresentados o filtro série ressonante e o filtro de entrada. Foi desenvolvida uma metodologia de cálculo para a obtenção dos valores do indutor e capacitor ressonante, que realizam a filtragem e estabilização da corrente da lâmpada. Apresentou-se também o comportamento da corrente na lâmpada em função dos parâmetros do filtro série ressonante. Para a filtragem da corrente de entrada foi apresentado o filtro LC e a metodologia de cálculo para obtenção das grandezas dos componentes. Apresentou-se um estudo referente a indutores magneticamente acoplados, dando ênfase ao sentido de enrolamento e ligação elétrica do mesmo. Por último, apresentou-se a metodologia de cálculo necessária para a construção físicas dos indutores utilizados nos filtros.

## **CAPÍTULO 3 - REATOR “CHARGE PUMP” COM CORRENTE DE ENTRADA CONTÍNUA E CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA**

### **3.1 Introdução**

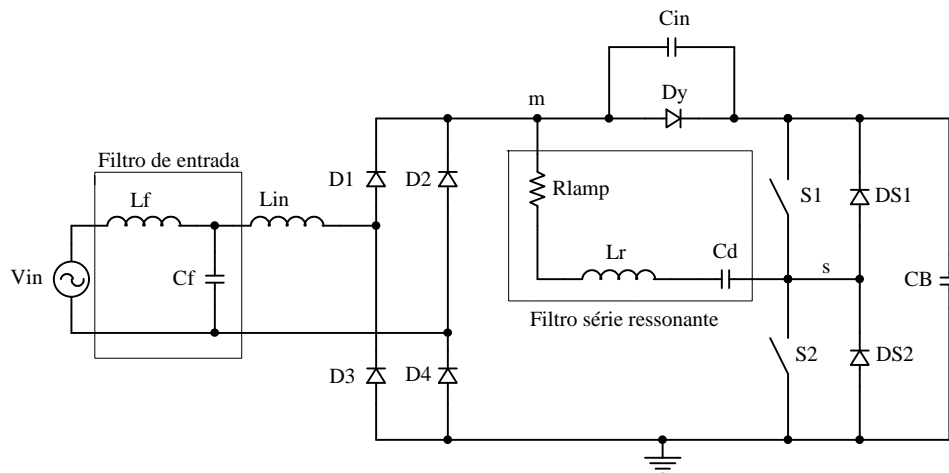
Atualmente, para a redução do custo, peso e volume dos reatores eletrônicos e para se tornarem atrativos para as indústrias, várias estruturas que combinam o estágio de correção do fator de potência (PFC) com o estágio inversor, formando desta forma um único estágio, são encontrados na bibliografia [8], [13], [20] a [25]. Seguindo esta tendência, este capítulo apresentará o estudo teórico e analítico do conversor “charge pump” com corrente de entrada contínua e correção do fator de potência. Serão apresentadas as etapas de operação da estrutura de potência do reator, bem como as formas de ondas mais relevantes. Será também apresentado um circuito simplificado, de forma a facilitar o desenvolvimento analítico da estrutura.

O reator em questão deverá atender a Norma IEC 61000-3-2 classe C que diz respeito ao fator de potência e taxa de distorção harmônica admissível para equipamentos de iluminação.

### **3.2 Reator “Charge Pump” com Corrente Contínua e Correção do Fator de Potência**

O diagrama esquemático de potência do reator “charge pump” CIC-CPPFC (“Continuous input current charge pump power-factor-correction”) com corrente de entrada contínua e correção do fator de potência proposto em [24] é apresentado na Fig. 3-1. Como pode ser visto através desta figura, este reator não possui um estágio individual para a correção do fator de potência, o que reduz o custo, pois elimina um interruptor e uma malha de controle necessária para manter a tensão do barramento estável. Além disso,

uma grande vantagem desta estrutura reside no fato dos interruptores precisarem suportar somente a corrente da carga, minimizando as perdas nos interruptores e, com isso, obtém-se um alto rendimento.



**Fig. 3-1 - Estrutura de potência do CIC-PPFC.**

O reator é formado pela união do inversor meia ponte, formado pelos interruptores S1, S2 e, diodos DS1 e DS2 e pelo estágio PFC, formado pelo capacitor de realimentação Cin (“charge pump”) e indutor Lin. No inversor ambos interruptores operam com razão cíclica  $D=0,5$ , caracterizando uma operação simétrica. O inversor fornece alimentação para o filtro série ressonante LC, sendo o indutor ressonante Lr responsável pela limitação da corrente na lâmpada e o capacitor Cd pelo bloqueio da componente contínua.

No circuito do reator, o capacitor de realimentação (Cin) desvia parte da corrente do estágio ressonante para a entrada, desta forma, reduzindo as características não-lineares da corrente nos diodos retificadores (D1 a D4) e aumentando de forma significativa o fator de potência da estrutura. O indutor Lin reduz a ondulação da corrente na entrada.

### 3.3 Descrição das Etapas de Operação

Para uma melhor compreensão do funcionamento da estrutura, serão apresentadas duas análises distintas das etapas de operação. A primeira análise será feita de forma detalhada considerando-se todos os componentes do circuito. Na segunda análise substitui-

se o filtro série ressonante por uma fonte de corrente alternada com frequência igual à frequência de comutação para, através desta, ser obtido o equacionamento do reator.

Para simplificar a análise da estrutura serão feitas as seguintes considerações:

- A tensão no capacitor do barramento permanece constante e sem ondulação;
- Os tempos entre as comutações serão nulos (tempo morto);
- O filtro de entrada será desprezado;
- A fonte de alimentação e os diodos retificadores serão substituídos por uma fonte cujo valor é o módulo da tensão de entrada;
- A forma de onda da corrente no filtro ressonante é uma senoidal pura;
- O indutor  $L_{in}$  será deslocado para o outro lado dos diodos retificadores;
- A corrente no indutor  $L_{in}$  possui condução contínua no período da rede;
- A frequência de comutação é muito maior do que a da rede, de forma que a tensão retificada possa ser assumida constante em um ciclo de comutação.

A Fig. 3-2 apresenta o diagrama simplificado do circuito.

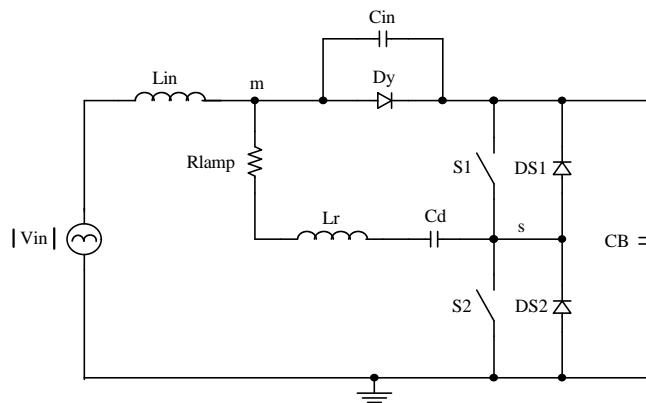


Fig. 3-2 – Diagrama simplificado do reator.

### 3.4 Etapas de Operação do Circuito Completo

#### 3.4.1 Primeira Etapa ( $t_0 < t < t_1$ )

Esta etapa de operação inicia com o bloqueio do interruptor S1 e comando de S2, porém devido ao sentido da corrente no filtro série ressonante, a polaridade da tensão no

indutor  $L_r$  é invertida, polarizando diretamente o diodo DS2, que entra em condução. A tensão sobre o filtro série ressonante passa a ser a própria tensão do barramento ( $V_{CB}$ ), fazendo com que a corrente  $i_s$  diminua até atingir zero. A corrente  $i_x$  e  $i_s$ , transferem energia para o capacitor do barramento. A tensão sobre o indutor  $L_{in}$  é  $V_{Lin}=|V_{in}|-V_{CB}$  e como  $V_{CB}$  é maior que o módulo da tensão  $V_{in}$  a corrente no indutor diminui em função do tempo. No instante que a corrente  $i_s$  atingir zero o diodo DS2 é bloqueado naturalmente e o interruptor S2 entra em condução, passando para a próxima etapa de operação. A Fig. 3-3 apresenta o circuito equivalente para a primeira etapa de operação.

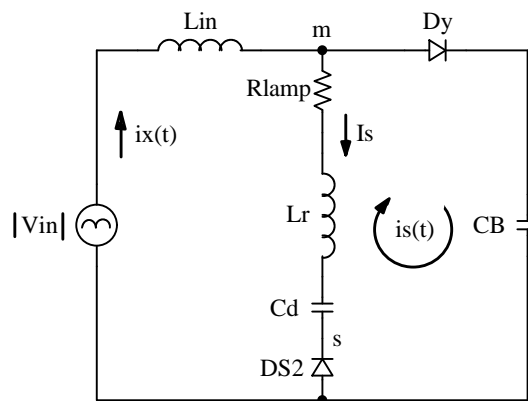


Fig. 3-3 – Primeira etapa ( $t_0 < t < t_1$ ).

### 3.4.2 Segunda Etapa ( $t_1 < t < t_2$ )

Com a entrada em condução do interruptor S2, a corrente no circuito série ressonante  $i_s$  aumenta senoidalmente e a corrente no indutor  $L_{in}$  continua diminuindo em função do tempo. A corrente no diodo  $D_Y$  é composta por  $i_x - i_s$  e como a corrente  $i_x$  é maior que  $i_s$ , ocorre transferência de energia da fonte de entrada para o capacitor do barramento. No instante em que a corrente  $i_x$  for igual a  $i_s$  o diodo  $D_Y$  é bloqueado passando para a próxima etapa de operação. A Fig. 3-4 apresenta o circuito equivalente para esta etapa.



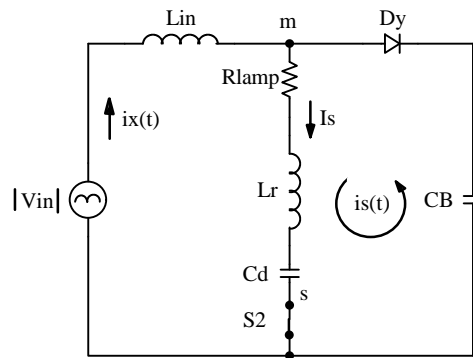


Fig. 3-4 - Segunda Etapa ( $t_1 < t < t_2$ )

### 3.4.3 Terceira Etapa ( $t_2 < t < t_3$ )

Com o bloqueio do diodo  $D_Y$ , devido a  $i_s$  passar a ser maior que a corrente  $i_x$ , o capacitor “charge pump”  $C_{in}$  começa a se carregar. A tensão no filtro série ressonante diminui em função da carga de  $C_{in}$ , pois  $V_{ms} = V_{CB} - V_{Cin}$ . No instante em que  $|V_{in}| > V_{CB} - V_{Cin}$  a corrente  $i_x$  começa a evoluir em função do tempo, pois inverte o sentido da polaridade da tensão no indutor. Esta etapa termina com o bloqueio do interruptor S2. A Fig. 3-5 apresenta o circuito equivalente para esta etapa de operação.

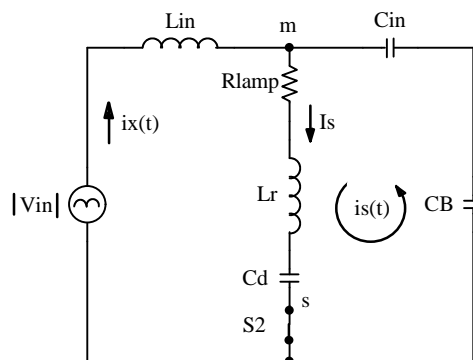


Fig. 3-5 - Terceira Etapa ( $t_2 < t < t_3$ ).

### 3.4.4 Quarta Etapa ( $t_3 < t < t_4$ )

Com o bloqueio do interruptor S2 e comando de S1, o diodo DS1 entra em condução devido ao sentido de  $i_s$ , que inverte a polaridade da tensão no indutor  $L_r$ ,

polarizando desta forma o diodo. A tensão sobre o filtro série ressonante inverte de polaridade devido ao sentido na qual o capacitor  $C_{in}$  foi carregado. No instante na qual  $i_x$  for igual a  $i_s$ , o capacitor  $C_{in}$  inicia seu processo de descarga. A corrente  $i_s$  diminui em função do tempo devido ao sentido das tensões nos capacitores  $C_{in}$  e  $C_d$ . É importante observar também neste intervalo de tempo que quando  $|V_{in}| < V_{CB} - V_{Cin}$  a corrente no indutor  $L_{in}$  começa novamente a diminuir em função do tempo. A Fig. 3-6 apresenta o circuito equivalente referente a esta etapa de operação.

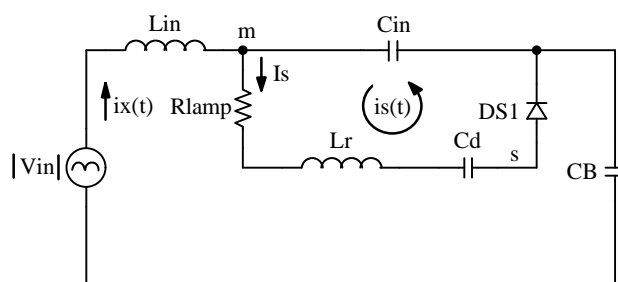


Fig. 3-6 - Quarta Etapa ( $t_3 < t < t_4$ ).

### 3.4.5 Quinta Etapa ( $t_4 < t < t_5$ )

Esta etapa de operação tem início no instante em que  $i_s$  atingir zero, fazendo com que o diodo DS1 seja bloqueado naturalmente e, levando a condução do interruptor S1. A corrente  $i_s$  começa a evoluir senoidalmente em sentido oposto, devido à tensão imposta por  $C_d$  e  $C_{in}$ . Como  $|V_{in}| < V_{CB} - V_{Cin}$  a corrente em  $L_{in}$  continua diminuindo. A tensão no capacitor  $C_{in}$  diminui até atingir zero, levando a entrada em condução do diodo  $D_Y$ , passando desta forma para a próxima etapa de operação. A Fig. 3-7 apresenta o circuito equivalente para esta etapa de operação.

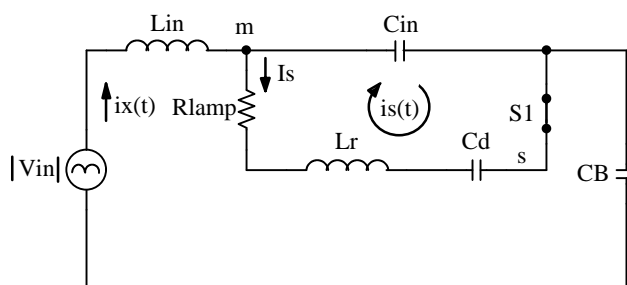
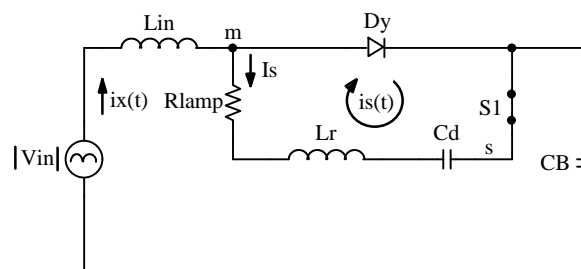


Fig. 3-7 - Quinta Etapa ( $t_4 < t < t_5$ ).

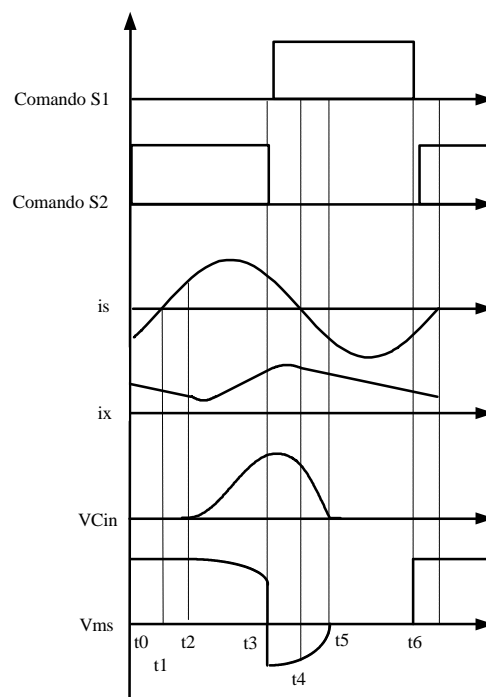
### 3.4.6 Sexta Etapa ( $t_5 < t < t_6$ )

Esta etapa tem início com a entrada em condução do diodo  $D_Y$ . A corrente  $i_s$  evolui de forma senoidal em função do tempo e a corrente  $i_x$  continua a diminuir, pois  $|V_{in}| < V_{CB}$ . Esta etapa de operação termina com o bloqueio do interruptor  $S_1$ , retornando desta forma para a primeira etapa de operação. A Fig. 3-8 apresenta o circuito equivalente para esta etapa de operação.



**Fig. 3-8 - Sexta Etapa ( $t_5 < t < t_6$ ).**

As principais formas de ondas para um período de comutação do reator “charge pump” com corrente de entrada contínua estão apresentadas na Fig. 3-9.



**Fig. 3-9 Principais formas de onda para um período de funcionamento da estrutura.**

### 3.5 Análise Simplificada

Substituindo-se o filtro série ressonante por uma fonte de corrente alternada de alta frequência, pode-se simplificar o circuito da Fig. 3-2 para o circuito equivalente da Fig. 3-10.

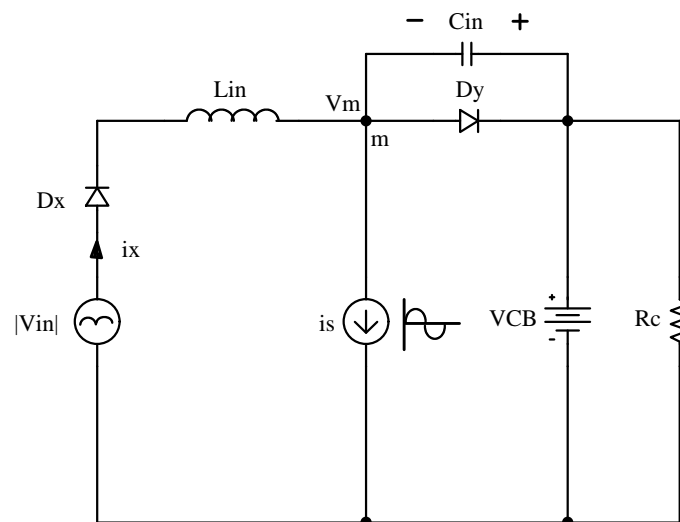


Fig. 3-10 – Circuito equivalente do reator.

Em um período de comutação, o circuito equivalente apresenta dois estados topológicos como mostrados nas Fig. 3-11 e Fig. 3-12.

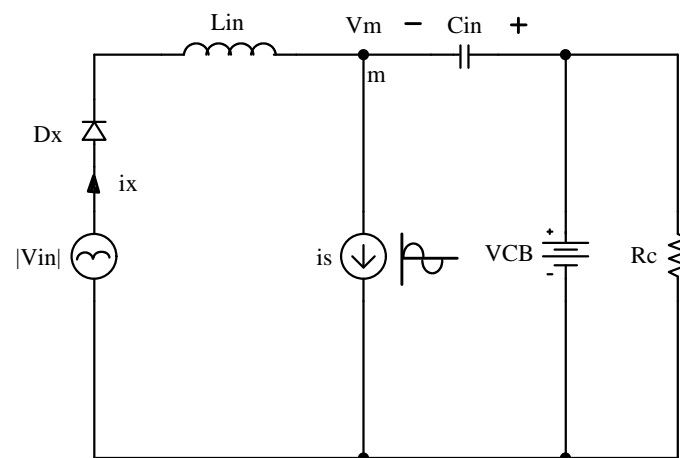
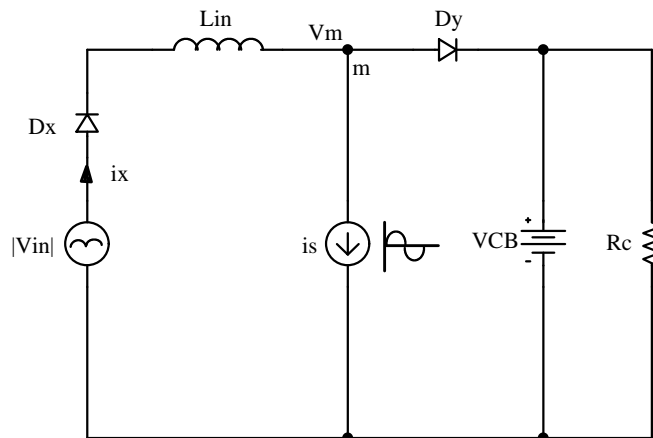
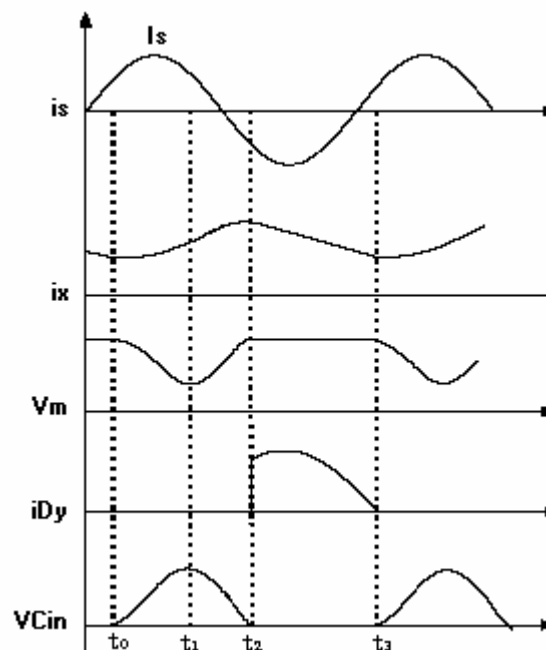


Fig. 3-11- Primeira Etapa ( $t_0 < t < t_2$ ).



**Fig. 3-12- Segunda Etapa ( $t_2 < t < t_3$ ).**

As principais formas de ondas relevantes para análise simplificada do reator em um período de comutação são apresentados na Fig. 3-13.



**Fig. 3-13 - Principais formas de onda para um período de funcionamento da estrutura.**

### 3.5.1 Primeira Etapa ( $t_0 < t < t_2$ )

Antes de  $t_0$  a corrente  $i_x$  é maior que  $i_s$ . Em  $t=t_0$ , a corrente  $i_x$  iguala-se à corrente  $i_s$ , bloqueando desta forma o diodo  $D_y$  naturalmente. Após  $t_0$ , a diferença de corrente entre

$i_X$  e  $i_S$  carrega o capacitor  $C_{in}$ . A carga de  $C_{in}$  faz com que a tensão  $V_m$  diminua e a corrente no indutor  $L_{in}$  aumente, pois  $V_{Lin}=|V_{in}|+V_{Cin}-V_B$ . A tensão no capacitor  $C_{in}$  evolui até o instante na qual a corrente  $i_X$  iguala-se novamente à corrente  $i_S$ , em  $t_1$ . Após  $t_1$ , a corrente  $i_X$  passa a ser ligeiramente maior que a corrente  $i_S$ , invertendo a corrente no capacitor  $C_{in}$  que inicia seu processo de descarga. No instante em que  $|V_{in}|+V_{Cin}$  torna-se ligeiramente menor que  $V_B$  a corrente  $i_X$  começa a diminuir. Esta etapa termina quando o capacitor  $C_{in}$  é totalmente descarregado e o diodo  $D_Y$  entra em condução.

No intervalo de tempo compreendido entre  $t_0$  a  $t_1$ , a corrente  $i_S$  é maior que  $i_X$ , efetuando a carga de  $C_{in}$ . Analisando este período, pode-se obter as seguintes equações:

$$i_C = C_{in} \cdot \frac{dV_{Cin}(t)}{dt} \quad (3.1)$$

A corrente no capacitor é dada por:

$$i_C = i_S - i_X \quad (3.2)$$

Substituindo-se a equação (3.2) na (3.1) e resolvendo-se a equação diferencial para o intervalo de tempo compreendido entre  $t_0$  a  $t_1$ , obtém-se:

$$C_{in} \cdot V_{Cin\max} = \int_{t_0}^{t_1} (i_S - i_X) dt \quad (3.3)$$

No instante de tempo entre  $t_1$  a  $t_2$ , a corrente  $i_X$  torna-se maior que  $i_S$ , fazendo a descarga do capacitor  $C_{in}$ .

$$i_C = i_X - i_S \quad (3.4)$$

Substituindo-se a equação (3.4) em (3.1), obtém-se:

$$C_{in} \cdot V_{Cin\max} = \int_{t_1}^{t_2} (i_X - i_S) dt \quad (3.5)$$

Desta forma, o comportamento da tensão no capacitor “charge pump” é definida pela equação (3.6).

$$C_{in} \cdot V_{Cin\max} = \int_{t_0}^{t_1} (i_S - i_X) dt = \int_{t_1}^{t_2} (i_X - i_S) dt \quad (3.6)$$

A tensão no indutor  $L_{in}$  durante o intervalo de tempo compreendido entre  $t_0$  a  $t_2$  é definida por:

$$v_{Lin} = |v_{in}| + v_{Cin} - V_B \quad (3.7)$$

Como:

$$v_{Lin} = L_{in} \cdot \frac{di_X(t)}{dt} \quad (3.8)$$

Obtém-se:

$$L_{in} \cdot \frac{di_{X1}(t)}{dt} = |v_{in}| + v_{Cin} - V_B \quad (3.9)$$

Da mesma forma, pode-se definir a corrente no capacitor como sendo:

$$i_S - i_{X1} = C_{in} \cdot \frac{dv_{Cin}(t)}{dt} \quad (3.10)$$

Como a corrente  $i_S$  é senoidal, seu comportamento pode ser obtido através da equação (3.11).

$$i_S(t) = I_{S\max} \cdot \sin[w_S \cdot (t - t_0) + q] \quad (3.11)$$

Antes de partir para a solução das equações, será necessário obter as condições iniciais para a corrente no indutor  $L_{in}$  e para a tensão no capacitor  $C_{in}$ . Analisando a etapa, tem-se que a tensão no capacitor é zero e a corrente no indutor pode ser definida em função da corrente máxima da fonte de corrente, pois tem-se que no instante  $t=t_0$  a corrente  $i_X=i_S$ , resultando em :

$$i_{X1}(t_0) = I_{S\max} \cdot \sin(q) \quad (3.12)$$

$$v_{Cin}(t_0) = 0 \quad (3.13)$$

Onde:

$$q = w_S \cdot t_0 \quad (3.14)$$

Isolando-se  $v_{Cin}$  na equação (3.9) e substituindo-se na (3.10), obtém-se:

$$i_s(t) - i_{x1}(t) = C_{in} \cdot \frac{d}{dt} \left( L_{in} \cdot \frac{di_{x1}(t)}{dt} - |v_{in}| + V_B \right) \quad (3.15)$$

Substituindo a equação (3.11) em (3.15), obtém-se a equação (3.16).

$$I_{S_{max}} \cdot \sin[\omega_s \cdot (t - t_0) + q] - i_{x1}(t) = C_{in} \cdot L_{in} \cdot \frac{d^2 i_{x1}(t)}{dt^2} - C_{in} \cdot \frac{d|v_{in}|}{dt} + C_{in} \cdot \frac{dV_B}{dt} \quad (3.16)$$

Resolvendo-se a equação diferencial (3.16) e isolando-se a corrente de entrada do reator, obtém-se:

$$i_{x1}(t) = \frac{|v_{in}| - V_B}{Z_0} \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) - I_{S_{max}} \cdot \sin(q) \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) + K \quad (3.17)$$

Onde:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{in} \cdot C_{in}}} \quad (3.18)$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_{in}}{C_{in}}} \quad (3.19)$$

$$K = \left( \frac{I_{S_{max}} \cdot \omega_0^2}{\omega_s^2 - \omega_0^2} \right) \cdot \left[ \sin(q) \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) + \frac{\omega_s}{\omega_0} \cdot \cos(q) \cdot \sin(\omega_s \cdot t) - \sin(\omega_s \cdot t + q) \right] \quad (3.20)$$

### 3.5.2 Segunda Etapa ( $t_2 < t < t_3$ )

Com a entrada em condução do diodo  $D_Y$ , a tensão  $V_m$  é grampeada na tensão do barramento. Como a tensão de barramento é maior que a tensão de entrada e ambas são constantes em um período de comutação, a corrente no indutor  $L_{in}$  diminui linearmente. Neste intervalo a corrente  $i_x$  é maior que  $i_s$ , sua diferença transfere energia para a fonte de tensão  $V_B$ .

Analisando a segunda etapa de operação, tem-se que a tensão no indutor  $L_{in}$  é dada por:

$$v_{Lin} = |v_{in}| - V_B \quad (3.21)$$



Substituindo-se a equação (3.21) na (3.8) e integrando para o intervalo de tempo de  $t_2$  a  $t_3$ , obtém-se a expressão da corrente de entrada para este intervalo de tempo:

$$i_{x2}(t) = \frac{|v_{in}| - V_B}{L_{in}} \cdot (t - t_2) + i_{x2}(t_2) \quad (3.22)$$

A corrente média de entrada em um período de comutação é obtida integrando-se as equações (3.17) e (3.23) entre seus respectivos intervalo de tempo.

$$i_{xmed} = \frac{1}{T_S} \cdot \int_{t_0}^{t_3} i_x(t) \cdot dt \quad (3.23)$$

$$i_{xmed} = \frac{1}{T_S} \cdot \left( \int_{t_0}^{t_2} i_{x1}(t) \cdot dt + \int_{t_2}^{t_3} i_{x2}(t) \cdot dt \right) \quad (3.24)$$

Resolvendo-se a integral, obtém-se a equação que determina a corrente média de entrada em um período de comutação em função dos parâmetros do reator.

$$i_{xmed} = \frac{2}{Z_0 \cdot w_0 \cdot T_S} \cdot |v_{in}| + \left( \frac{2 \cdot I_{Smax} \cdot w_0 \cdot \cos(q)}{w_s + w_0} - \frac{4 \cdot V_B}{Z_0 \cdot w_0 \cdot T_S} + \frac{P_{out}}{V_{inpk}} \right) \quad (3.25)$$

Onde  $P_{out}$  e  $V_{inpk}$  são respectivamente a potência de saída e a tensão de pico da rede. De modo a obter fator de potência unitário na estrutura, a corrente média de entrada deve ser dependente apenas da fonte de alimentação  $|V_{in}|$ . Resultando desta forma, que o último termo da expressão (3.25) seja zerado. A expressão (3.26) representa a corrente média de entrada para fator de potência unitário.

$$i_{xmed} = \frac{2}{Z_0 \cdot w_0 \cdot T_S} \cdot |v_{in}| = \frac{2 \cdot f_s}{Z_0 \cdot w_0} \cdot |v_{in}| \quad (3.26)$$

Igualando-se o último termo da expressão (3.25) a zero, determina-se a equação da corrente de pico na carga.

$$I_{Smax} = \frac{w_s + w_0}{2 \cdot w_0 \cdot \cos(q)} \cdot \left( \frac{4 \cdot V_B}{Z_0 \cdot w_0 \cdot T_S} - \frac{P_{out}}{V_{inpk}} \right) \quad (3.27)$$

Como a corrente máxima da fonte de corrente é igual a corrente de pico da carga,  $I_{Smax}$  pode ser obtido diretamente pelos dados da lâmpada ou pelo paralelograma da

potência.

$$I_{S\max} = \frac{\sqrt{2} \cdot P_{out}}{V_{lamp}} \quad (3.28)$$

Substituindo a equação (3.28) na (3.27) e isolando o termo  $V_B$ , obtém-se a equação (3.29), que descreve o comportamento da tensão do barramento.

$$V_B = \frac{P_{out} \cdot Z_0 \cdot w_0}{4 \cdot f_s} \cdot \left( \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot w_0 \cdot \cos(q) \cdot V_{inpk} + V_{lamp} \cdot w_s + V_{lamp} \cdot w_0}{V_{lamp} \cdot V_{inpk} \cdot (w_s + w_0)} \right) \quad (3.29)$$

Para obter o comportamento da tensão no barramento é necessário obter a expressão do ângulo  $\theta$ , porém como a equação é muito complexa para ser obtida, será considerado que a corrente de entrada permanece constante e com valor igual a  $i_{Xmed}$  em um período de comutação, obtendo-se desta forma um valor aproximado.

$$I_{S\max} \cdot \sin(q) = \frac{2 \cdot f_s}{Z_0 \cdot w_0} \cdot |v_{in}| \quad (3.30)$$

Substituindo a equação (3.28) na (3.30) e isolando  $\theta$ , obtém-se:

$$q = \arcsin \left( \frac{\sqrt{2} \cdot f_s \cdot |v_{in}| \cdot V_{lamp}}{w_0 \cdot Z_0 \cdot P_{out}} \right) \quad (3.31)$$

Com a obtenção do ângulo, pode-se substituir a equação (3.31) na (3.29) para se obter a equação da tensão do barramento e, com esta, acompanhar o comportamento da tensão frente às variações da resistência da lâmpada. É importante salientar que a equação apresentará um valor aproximado, pois a equação foi obtida deslocando-se o indutor para o outro lado da ponte retificadora para simplificar o equacionamento do reator. Na obtenção da máxima tensão sobre o barramento, que ocorre para a mínima resistência da lâmpada, ou seja, na partida, é aconselhável que se obtenha este valor por simulação.

$$V_B = \frac{P_{out} \cdot Z_0 \cdot w_0}{4 \cdot f_s \cdot V_{lamp} \cdot V_{inpk} \cdot (w_s + w_0)} \cdot \left[ \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{inpk}}{P_{out} \cdot Z_0} \cdot \sqrt{P_{out}^2 \cdot w_0^2 \cdot Z_0^2 - 2 \cdot f_s^2 \cdot |v_{in}|^2 \cdot V_{lamp}^2} + V_{lamp} \cdot (w_s + w_0) \right] \quad (3.32)$$

A potência instantânea de entrada pode ser obtida por:

$$P_{in}(t) = i_{Xmed} \cdot |v_{in}(t)| \quad (3.33)$$

Substituindo (3.26) na (3.33), obtém-se:

$$P_{in}(t) = \frac{2 \cdot f_s}{\omega_0 \cdot Z_0} \cdot |v_{in}(t)|^2 \quad (3.34)$$

Onde:

$$v_{in}(t) = V_{inpk} \cdot \sin(\omega_r \cdot t) \quad (3.35)$$

Integrando a equação (3.34) para meio ciclo de rede, obtém-se:

$$P_{in} = \frac{f_s \cdot V_{inpk}^2}{\omega_0 \cdot Z_0} \quad (3.36)$$

Considerando as perdas do circuito, a potência de entrada também pode ser obtida por:

$$P_{in} = \frac{P_{out}}{\eta} \quad (3.37)$$

Onde  $\eta$  representa o rendimento do reator. Substituindo as equações (3.18), (3.19) e (3.37) na equação (3.36), obtém-se a equação (3.38), que determina o valor do capacitor “charge pump”.

$$C_{in} = \frac{P_{out}}{\eta \cdot f_s \cdot V_{inpk}^2} \quad (3.38)$$

De acordo com [24], se a frequência  $\omega_0$  equivale a 2/3 da frequência de comutação, então o fator de potência unitário pode ser obtido. Desta forma, substituindo a equação (3.38) na (3.18) e levando em consideração os 2/3, obtém-se a equação que determina o valor do indutor “charge pump”.

$$L_{in} = \frac{9 \cdot \eta \cdot V_{inpk}^2}{16 \cdot \rho^2 \cdot f_s \cdot P_{out}} \quad (3.39)$$

### 3.5.3 Cálculo Físico do Indutor $L_{in}$

A escolha do tamanho do núcleo utilizado para confecção do indutor é realizada com base no produto das áreas ( $A_e A_w$ ), definido pela equação:

$$AeAw = \frac{L_{in} \cdot I_{Linpk} \cdot I_{Linef}}{k_w \cdot B_{max} \cdot J_{max}} \cdot 10^4 \quad (3.40)$$

Onde:

- $k_w$  Fator de enrolamento;  
 $B_{max}$  Máxima densidade de fluxo magnético;  
 $J_{max}$  Máxima densidade de corrente.

Com a determinação do núcleo, alguns parâmetros podem ser obtidos diretamente de catálogos de fabricantes, sendo eles:

- $AeAw$  Produto das áreas;  
 $Ae$  Área da perna central;  
 $Aw$  Área da janela do carretel;  
 $l_t$  Comprimento médio de uma espira

Definidos os parâmetros acima, o número de espiras do indutor pode ser determinado pela equação (3.41):

$$N_{esp} = \frac{L_{in} \cdot I_{Linpk}}{B_{max} \cdot Ae} \cdot 10^4 \quad (3.41)$$

O dimensionamento do entreferro para evitar a saturação do núcleo pode ser obtido pela equação (3.42).

$$lg = \frac{N_{esp}^2 \cdot \mu_0 \cdot Ae}{L_{in}} \cdot 10^{-2} \quad (3.42)$$

Para o cálculo da bitola do condutor e do número de condutores, deve ser levada em consideração a profundidade de penetração devido ao efeito pelicular. Desta forma, o diâmetro do condutor deve ser menor ou igual a duas vezes a profundidade de penetração obtido pela equação (3.43).

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} \quad (3.43)$$

Onde o fator “7,5” representa o coeficiente de penetração para uma temperatura de 100°C.

A área de cobre necessária para o condutor é determinada pela equação (3.44).

$$S_{cucond} = \frac{I_{Linef}}{J_{max}} \quad (3.44)$$

Definido o condutor elementar pela equação (3.43), pode-se determinar o número de condutores em paralelo para satisfazer a condição da profundidade de penetração dividindo-se a área de cobre total necessária, definida pela equação (3.44), pelo condutor adotado.

$$N_{cond} = \frac{S_{cucond}}{S_{condel}} \quad (3.45)$$

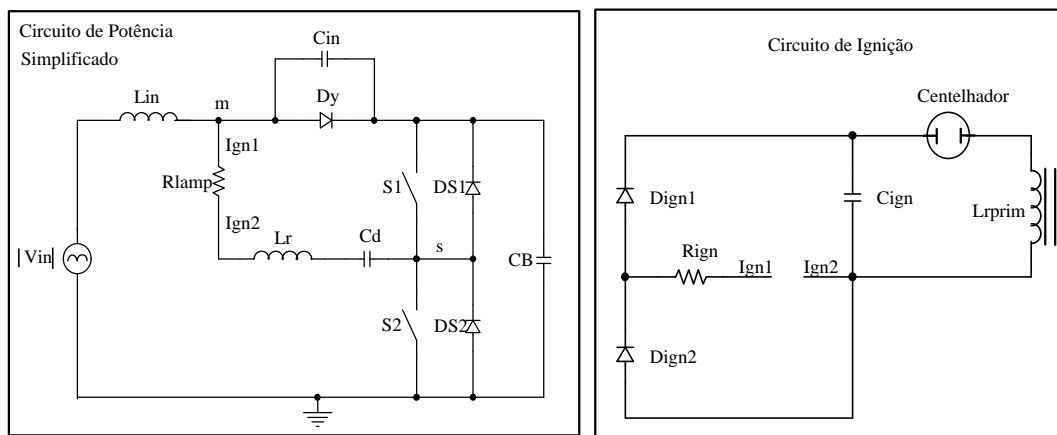
### 3.5.4 Capacitor do Barramento CC

Para ter-se baixa ondulação na tensão de saída (“ripple”), é necessária a presença de um capacitor  $C_B$  de alto valor. Conforme [4], o valor mínimo do capacitor pode ser calculado pela equação (3.46).

$$C_B = \frac{P_{out}}{2 \cdot f_r \cdot [(V_{Bmax})^2 - (V_{Bmin})^2]} \quad (3.46)$$

## 3.6 Circuito de Ignição

Nesta seção é apresentado o circuito de ignição utilizado para a partida da lâmpada. Conforme [18] é necessário aplicar pulsos de tensão compreendidos entre 2.500V a 4.500V em lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão de 250W para realizar a ignição. O limite máximo deve ser observado a fim de evitar fuga no isolamento e comprometimento do sistema. A Fig. 3-14 apresenta o circuito de ignição adotado.



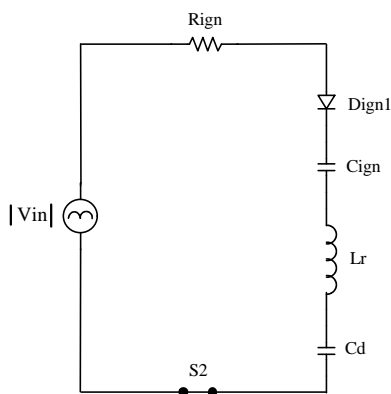
**Fig. 3-14 – Circuito de ignição.**

Seu funcionamento é baseado em um componente chamado centelhador (ou cápsula de gás). O centelhador é um componente bilateral em tensão e corrente que quando a tensão aplicada em seus terminais atingir a tensão de ruptura, o mesmo entra em condução.

O circuito de ignição proposto na Fig. 3-14 é conectado em paralelo com os terminais da lâmpada e, antes da entrada em operação da mesma, o reator e o circuito de ignição apresentam duas etapas de operação.

### 3.6.1 Primeira Etapa (S2 conduzindo)

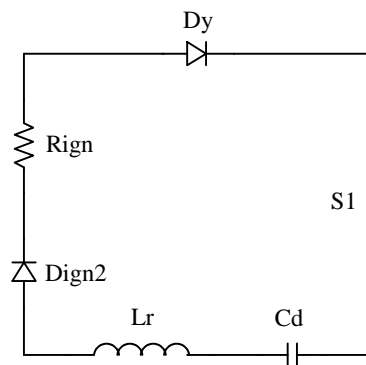
Com a entrada em condução do interruptor S2, o diodo  $D_{ign1}$  é polarizado diretamente, o módulo da tensão de entrada  $|V_{in}|$  é aplicada sobre  $C_d$ ,  $C_{ign}$ ,  $R_{ign}$  e  $L_r$ , carregando os capacitores. Esta etapa termina com a abertura do interruptor S2 e comando de S1.



**Fig. 3-15 –Primeira etapa.**

### 3.6.2 Segunda Etapa (S1 conduzindo)

Com a entrada em condução do interruptor S1, o diodo  $D_{ign2}$  é polarizado diretamente e o capacitor  $C_d$  descarrega a energia armazenada na etapa anterior sobre o resistor  $R_{ign}$ .



**Fig. 3-16 – Segunda etapa.**

No instante que a tensão no capacitor de ignição atingir a tensão de ruptura do centelhador, o mesmo entra em condução, aplicando tal tensão no enrolamento primário do transformador ou autotransformador. A adequada escolha da relação de transformação, faz com que a lâmpada receba o pulso de ignição no valor apropriado. A largura dos pulsos pode ser facilmente ajustada através do capacitor de ignição. Caso, por algum motivo, a lâmpada não entre em funcionamento,  $C_{ign}$  volta a se carregar e o processo se repete indefinidamente até que se obtenha a ignição da lâmpada.

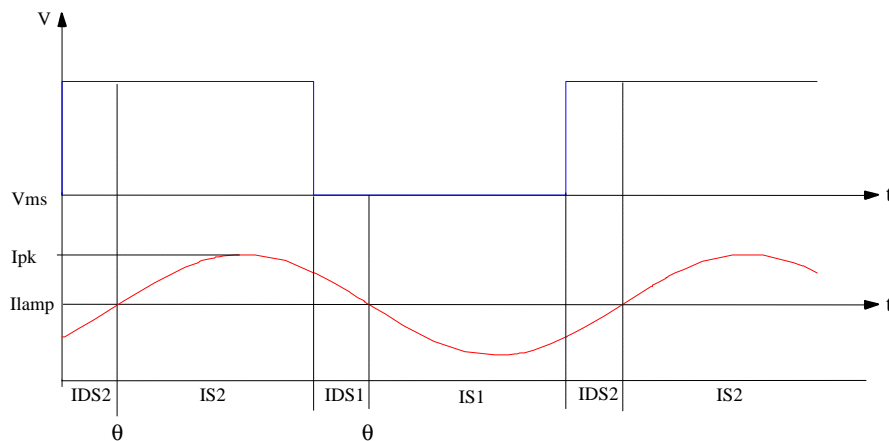
O resistor de ignição apresenta duas importantes funções, a primeira é criar uma constante de tempo para a carga do capacitor de ignição, que pode ser ajustado, e a segunda efetuar a descarga de  $C_d$  que apresenta capacitância inferior ao capacitor de ignição e, desta forma, carrega-se mais rapidamente.

Com a entrada em funcionamento da lâmpada, a tensão sobre o circuito de ignição reduz, limitada pela tensão na lâmpada, de forma que a tensão em  $C_{ign}$  não atinja a tensão de ruptura do centelhador e os pulsos sejam interrompidos.

### 3.7 Determinação dos Esforços nos Interruptores

Nesta seção é apresentada a metodologia de cálculo dos esforços de tensão e corrente nos interruptores de potência. Com relação aos esforços de corrente, será apresentada a metodologia para a corrente média e eficaz, visando a possibilidade de efetuar o projeto tanto para interruptores do tipo Mosfet como IGBTs.

O filtro série ressonante utilizado tem como função a filtragem do conteúdo harmônico da tensão fornecida pelo inversor meia ponte para, desta forma, entregar tensão e corrente praticamente senoidal à lâmpada. Partindo da análise apresentada no capítulo 2, pode-se obter o intervalo de condução dos interruptores e diodos, tomando como base o ângulo de defasagem entre a tensão e a corrente, ou seja, o ângulo na qual a corrente passa dos diodos para os interruptores. A forma de onda da tensão  $V_{ms}$  será considerado como uma forma de onda quadrada, porém as equações irão apresentar um pequeno erro pois, conforme apresentado na Fig. 3-9, a tensão  $V_{ms}$  não é uma forma de onda totalmente quadrada. A Fig. 3-17 apresenta a tensão aplicada ao filtro série ressonante e a corrente nos interruptores.



**Fig. 3-17 – Tensão no circuito ressonante e corrente no interruptores.**

O valor de pico da corrente nos interruptores é igual a corrente de pico na carga, e pode ser obtida diretamente pela corrente eficaz da lâmpada.

$$I_{Spk} = I_{lamp} \cdot \sqrt{2} \quad (3.47)$$



A corrente eficaz nos interruptores é dada por:

$$I_{Sef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_{t_i}^{t_{fi}} f(t)^2 dt} \quad (3.48)$$

A função da corrente no filtro série ressonante é definida como sendo:

$$f(t) = I_{Spk} \cdot \sin(\omega_s \cdot t) \quad (3.49)$$

Substituindo o período de condução dos interruptores, que é compreendido entre o ângulo de defasagem até  $\pi$  e a função da corrente na equação (3.48), obtém-se:

$$I_{Sef} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot p} \cdot \int_{\frac{q \cdot p}{180}}^p (\sqrt{2} \cdot I_{lamp} \cdot \sin(\omega_s \cdot t))^2 d(\omega_s \cdot t)} \quad (3.50)$$

Resolvendo-se a integral, obtém-se a equação (3.51), que determina a corrente eficaz em função de  $\theta$ , em graus, e da corrente da lâmpada.

$$I_{Sef} = I_{lamp} \cdot \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{q}{360} + \frac{\sin\left(\frac{q \cdot p}{90}\right)}{4 \cdot p}} \quad (3.51)$$

O diodo conduz no período restante, ou seja, de zero até o ângulo de defasagem. Substituindo o intervalo de condução do diodo e a função da corrente na equação (3.48), obtém-se:

$$I_{Def} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot p} \cdot \int_0^{\frac{q \cdot p}{180}} (\sqrt{2} \cdot I_{lamp} \cdot \sin(\omega_s \cdot t))^2 d(\omega_s \cdot t)} \quad (3.52)$$

Resolvendo-se a integral, obtém-se a equação (3.53).

$$I_{Def} = I_{lamp} \cdot \sqrt{\frac{q}{360} - \frac{\sin\left(\frac{q \cdot p}{90}\right)}{4 \cdot p}} \quad (3.53)$$

A corrente média é dada pela equação (3.54).

$$I_{Smed} = \frac{1}{T} \cdot \int_{t_i}^{t_{fi}} f(t) dt \quad (3.54)$$

Substituindo-se o intervalo de condução dos interruptores e a função da corrente na equação (3.54).

$$I_{Smed} = \frac{1}{2p} \cdot \int_{\frac{q \cdot p}{180}}^p (\sqrt{2} \cdot I_{lamp} \cdot \sin(w_s \cdot t)) d(w_s \cdot t) \quad (3.55)$$

Resolvendo-se a integral, obtém-se a corrente média do interruptor para fins de dimensionamento de IGBTs.

$$I_{Smed} = \frac{I_{lamp}}{p \cdot \sqrt{2}} \cdot \left( -\cos\left(\frac{qp}{90}\right) + 1 \right) \quad (3.56)$$

Substituindo-se o intervalo de condução do diodo na equação (3.54), tem-se:

$$I_{Dmed} = \frac{1}{2p} \cdot \int_0^{\frac{q \cdot p}{180}} (\sqrt{2} \cdot I_{lamp} \cdot \sin(w_s \cdot t)) d(w_s \cdot t) \quad (3.57)$$

Resolvendo-se a integral, obtém-se a corrente média no diodo.

$$I_{Dmed} = \frac{I_{lamp}}{p \cdot \sqrt{2}} \cdot \left[ 1 + \cos\left(\frac{p \cdot (180 - q)}{180}\right) \right] \quad (3.58)$$

Outro fator importante no dimensionamento dos interruptores é o valor da corrente no instante do bloqueio para, através desta, determinar as perdas por comutação. Esta corrente pode ser obtida através da equação (3.59).

$$I_{com} = \sqrt{2} \cdot I_{lamp} \cdot \sin(q) \quad (3.59)$$

A máxima tensão na qual os interruptores serão submetidos é a própria tensão máxima no barramento.

$$V_{Smax} = V_{CBmax} \quad (3.60)$$

Ficam desta forma definidos todos os parâmetros necessários para o dimensionamento dos interruptores de potência do reator. A máxima tensão na qual os interruptores serão submetidos será obtido por simulação e, deverá ser simulado para o pior caso do reator, ou seja, na partida devido à resistência equivalente ser menor e com isto a tensão do barramento eleva para manter a potência na lâmpada constante.

### 3.8 Perdas dos IGBTs

Nesta seção é apresentada a metodologia de cálculo para a obtenção de todas as perdas envolvidas em um IGBT, conforme apresentado em [6].

#### 3.8.1 Perda por Condução do IGBT

As perdas em condução do IGBT são obtidas pela equação (3.61).

$$P_{conIGBT} = \left[ V_{CEO} + (V_{CEN} - V_{CEO}) \cdot \frac{I_{Cmd}}{I_{CN}} \right] \cdot I_{Cmd} \cdot D \quad (3.61)$$

Onde:

$V_{CEO}$	Limiar da tensão de saturação (aproximadamente 1V);
$V_{CEN}$	Tensão de saturação coletor-emissor na corrente nominal;
$I_{Cmd}$	Corrente média de coletor no intervalo de condução;
$I_{CN}$	Corrente nominal de coletor do IGBT;
$D$	Razão cíclica.

#### 3.8.2 Perdas na Comutação do IGBT

No IGBT podem ocorrer perdas por comutação na entrada em condução do interruptor e no bloqueio, porém como o filtro série ressonante apresenta característica indutiva, a entrada em condução ocorre sob corrente e tensão nula, assim tem-se apenas perdas no bloqueio. As perdas no bloqueio podem ser obtidas pela equação (3.62).

$$P_{offIGBT} = \left( \frac{1}{2} \cdot P_{\max} \cdot t_{rv} + x \cdot P_{\max} \right) \cdot f_s \quad (3.62)$$

O termo  $t_{rv}$  representa o tempo de subida da tensão coletor-emissor, e pode ser obtido pela equação (3.63).

$$t_{rv} = \frac{2}{5} t_f \quad (3.63)$$

Onde:

$t_f$  Tempo de subida da corrente de coletor.

A máxima potência instantânea dissipada durante a comutação é obtida pela equação (3.64).

$$P_{\max} = V_B \cdot I_{Cbloq} \quad (3.64)$$

Onde:

$V_B$  Tensão do barramento CC;

$I_{Cbloq}$  Corrente instantânea no interruptor durante o bloqueio.

A constante  $\xi$  é determinada pela equação (3.65).

$$x = \frac{t_f}{\ln(P_{\max}) - \ln(0,1 \cdot P_{\max})} \quad (3.65)$$

### 3.8.3 Perdas na Condução do Diodo Interno

As perdas em condução do diodo internos do IGBT são determinadas pela equação (3.66).

$$P_{conD} = \left[ V_{FO} + (V_{FN} - V_{FO}) \cdot \frac{I_{Fmd}}{I_{FN}} \right] \cdot I_{Fmd} \cdot (1 - D) \quad (3.66)$$

Onde:

$V_{FO}$  Tensão de limiar de polarização (aproximadamente 0,7V);

$V_{FN}$  Tensão sobre o diodo em condução para a corrente nominal;

$I_{FN}$  Corrente nominal do diodo;

$I_{Fmd}$  Corrente média no intervalo de condução;

$D$  Razão cíclica.

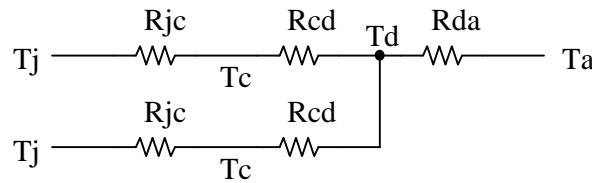
### 3.8.4 Perdas Totais no IGBT

A equação (3.67) define todas as perdas presentes no IGBT.

$$P_{totIGBT} = P_{conIGBT} + P_{offIGBT} + P_{conD} \quad (3.67)$$

## 3.9 Dimensionamento do Dissipador

O cálculo para a obtenção da resistência térmica dissipador-ambiente será realizado seguindo a metodologia apresentada em [2], porém considerando-se os dois interruptores do braço fixados no mesmo dissipador. A Fig. 3-18 apresenta a distribuição das resistências térmicas para dois componentes em um único dissipador.



**Fig. 3-18 – Resistências térmicas.**

Para iniciar o projeto, é necessário que o projetista especifique os seguintes parâmetros:

$T_{amb}$  Temperatura ambiente;

$T_{jmax}$  Máxima temperatura de junção, limitada pelo componente.

A resistência térmica máxima entre junção-ambiente é dada pela equação (3.68).

$$R_{thj-a} = \frac{(T_{jmax} - T_{amb})}{2 \cdot P_{totIGBT}} \quad (3.68)$$

A resistência térmica dissipador-ambiente é obtida pela equação (3.69).

$$R_{thd-a} = R_{thj-a} - \frac{(R_{thj-c} + R_{thc-d})}{2} \quad (3.69)$$

Onde:

$R_{thj-c}$	Resistência térmica junção-cápsula fornecido pelo fabricante;
$R_{thc-d}$	Resistência térmica cápsula-dissipador fornecido pelo fabricante.

### 3.10 Conclusão

Apresentou-se neste capítulo o estudo teórico e analítico do reator “charge pump” (CIC-CPPFC) com corrente de entrada contínua e correção do fator de potência. Foram apresentadas as etapas de operação do reator e as formas de ondas mais relevantes para uma boa compreensão do princípio de funcionamento da estrutura, também se apresentou um circuito simplificado com suas respectivas etapas de operação para facilitar o desenvolvimento matemático do sistema. Mostrou-se o circuito de ignição do reator e o seu princípio de funcionamento. Foi apresentada a metodologia para a obtenção dos esforços, na qual os interruptores de potência são submetidos, e suas respectivas perdas. Por último foi apresentada a metodologia de cálculo do dissipador.

## **CAPÍTULO 4 - PROJETO, SIMULAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO REATOR ELETRÔNICO**

### **4.1 Introdução**

Neste capítulo será dada ênfase ao projeto completo do reator eletrônico “charge pump” (CIC-CPPFC) com corrente de entrada contínua e correção do fator de potência. O projeto será realizado conforme a metodologia apresentada nos capítulos 2 e 3, para a obtenção dos valores dos componentes do filtro série ressonante, filtro de entrada, capacitor e indutor “charge pump”. Com os devidos componentes obtidos, serão efetuadas simulações para verificar o funcionamento do circuito e comprovar a metodologia de cálculo. Por fim, serão efetuados todos os cálculos referentes à parte física do reator, sendo eles: projeto físico dos indutores, esforços nos interruptores e dissipadores adequados para limitar a sua elevação de temperatura para, através destes, implementar um protótipo e validar os resultados obtidos no projeto e via simulação numérica.

### **4.2 Projeto dos Componentes “Charge Pump”**

As seguintes variáveis devem ser especificadas antes do início do projeto do reator eletrônico:

$P_{out} = 250W$	Potência da lâmpada;
$V_{in} = 220V$	Tensão eficaz da alimentação;
$V_{lampi} = 90,8V$	Tensão da lâmpada no início da vida útil;
$V_{lampf} = 130V$	Tensão da lâmpada no final da vida útil;
$fs = 30kHz$	Frequência de comutação;
$fr = 60Hz$	Frequência da rede de alimentação;
$h = 0,9$	Rendimento estimado do reator;

$$\Delta V_B = 15\% \quad \text{Ondulação da tensão do barramento.}$$

O primeiro passo é calcular o valor de pico da tensão de entrada.

$$V_{inpk} = \sqrt{2 \cdot 220} = 311,13V \quad (4.1)$$

Com a obtenção do valor de pico da tensão de entrada, calcula-se os componentes “charge pump” através das equações (3.38) e (3.39).

$$C_{in} = \frac{P_{out}}{h \cdot f_s \cdot V_{inpk}^2} = \frac{250}{0,9 \cdot 30 \cdot 10^3 \cdot 311,13^2} = 95,65nF \quad (4.2)$$

$$L_{in} = \frac{9hV_{inpk}^2}{16p^2 \cdot f_s \cdot P_{out}} = \frac{9 \cdot 0,9 \cdot 311,13^2}{16 \cdot p^2 \cdot 30 \cdot 10^3 \cdot 250} = 662,04\mu H \quad (4.3)$$

Antes de prosseguir com o projeto do reator, é importante adotar um valor comercial para o capacitor, de forma a facilitar a futura montagem do protótipo. Para o valor em questão existem duas possibilidades comerciais, de 82nF e 100nF. Aumentando-se o capacitor, diminui-se a tensão do barramento e aumenta-se a taxa de distorção harmônica (THD) da corrente de entrada. De forma recíproca, diminuindo o capacitor, aumenta-se a tensão do barramento e diminui-se a THD. Desta forma, para obter uma baixa THD será adotado um capacitor comercial de 82nF.

Com os componentes “charge pump” já definidos, deve-se obter a elevação da tensão do barramento, pois o projeto do filtro série ressonante e o capacitor do barramento dependem desta tensão. A elevação da tensão do barramento pode ser obtida pela equação (3.32), porém, deve-se inicialmente obter os valores de  $\omega_s$ ,  $\omega_0$  e  $Z_0$  pelas equações (2.3), (3.18) e (3.19).

$$\omega_s = 2p \cdot f_s = 2p \cdot 30 \cdot 10^3 = 188,495 \cdot 10^3 \quad (4.4)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{in} \cdot C_{in}}} = \frac{1}{\sqrt{662,04 \cdot 10^{-6} \cdot 82 \cdot 10^{-9}}} = 135,7k \text{ rad/s} \quad (4.5)$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_{in}}{C_{in}}} = \sqrt{\frac{662,04 \cdot 10^{-6}}{82 \cdot 10^{-9}}} = 89,854\Omega \quad (4.6)$$

Substituindo-se  $\omega_s$ ,  $\omega_0$  e  $Z_0$  na equação (3.32), obtém-se a elevação da tensão do barramento.



$$V_B = \frac{P_{out} \cdot Z_0 \cdot w_0}{4 \cdot f_s \cdot V_{lamp} \cdot V_{inpk} \cdot (w_s + w_0)} \cdot \left[ \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{inpk}}{P_{out} \cdot Z_0} \cdot \sqrt{P_{out}^2 \cdot w_0^2 \cdot Z_0^2 - 2 \cdot f_s^2 \cdot |V_{in}|^2 \cdot V_{lamp}^2} + V_{lamp} \cdot (w_s + w_0) \right] \quad (4.7)$$

$$V_B = \frac{250.89,854.137,5.10^3}{4.30.10^3.90,8.311,13.(188,495.10^3 + 137,5.10^3)} \cdot \left[ \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot 311,13}{250.89,854} \cdot \sqrt{250^2 \cdot (137,5.10^3)^2 \cdot 89,854^2 - 2 \cdot (30.10^3)^2 \cdot 220^2 \cdot 90,8^2} + 90,8 \cdot (188,495.10^3 + 137,5.10^3) \right] \quad (4.8)$$

$$V_B = 399,899V$$

Através da equação (3.46) é possível obter o valor do capacitor do barramento em função da ondulação desejada. A máxima e a mínima tensão podem ser determinadas por:

$$V_{B_{max}} = V_B \cdot \left( 1 + \frac{\Delta V_B}{2} \right) = 399,899 \cdot \left( 1 + \frac{0,15}{2} \right) = 429,89V \quad (4.9)$$

$$V_{B_{min}} = V_B \cdot \left( 1 - \frac{\Delta V_B}{2} \right) = 399,899 \cdot \left( 1 - \frac{0,15}{2} \right) = 369,9V \quad (4.10)$$

Assim:

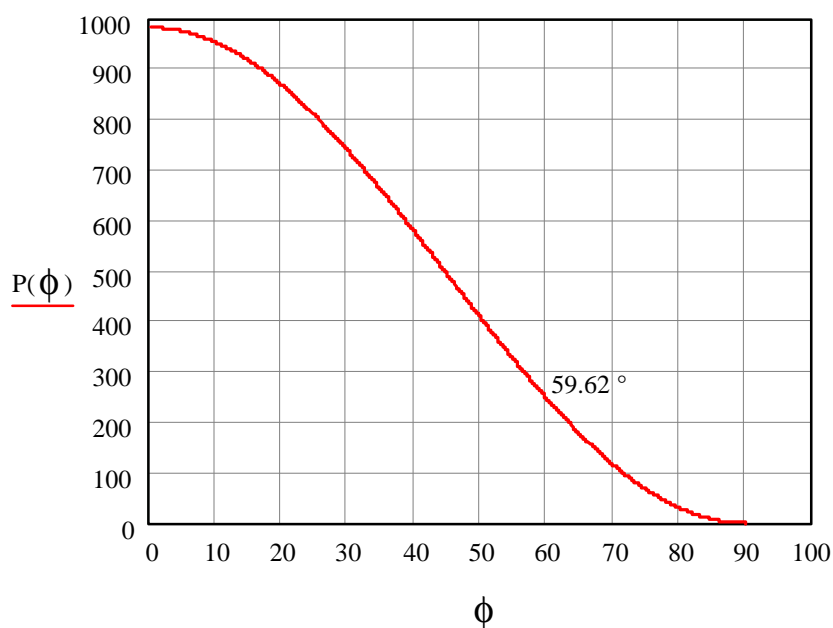
$$C_B = \frac{P_{out}}{2 \cdot f_r \cdot [(V_{B_{max}})^2 - (V_{B_{min}})^2]} = \frac{250}{2.60 \cdot [(429,89)^2 - (369,9)^2]} = 43,42 \mu F \quad (4.11)$$

### 4.3 Projeto do Filtro Série Ressonante

Com a obtenção da tensão do barramento e com as especificações apresentadas no início do projeto, pode-se projetar os componentes do filtro série ressonante. Para o projeto, será levada em consideração a resistência da lâmpada no início da vida útil. A resistência equivalente é obtida diretamente pelo limite a esquerda do diagrama trapezoidal, tomando como base a potência nominal e a tensão do arco. Desta forma, sua resistência é obtida por:

$$R_{lampi} = \frac{V_{lampi}^2}{P_{out}} = \frac{90,8^2}{250} = 33\Omega \quad (4.12)$$

Como visto no capítulo 2, para obter os valores dos componentes do filtro deve-se plotar a potência da lâmpada em função do ângulo de defasagem, para determinar em qual ângulo a potência da lâmpada equivale à nominal. Substituindo as especificações do reator na equação (2.15) e fazendo o valor de  $\phi$  variar 0 a  $90^\circ$ , obtém-se a Fig. 4-1, que representa a variação da potência na lâmpada em função do ângulo de defasagem.



**Fig. 4-1 – Potência da lâmpada em função da defasagem.**

Pela Fig. 4-1, a potência nominal na lâmpada ocorre para um ângulo de  $59,62^\circ$ . Desta forma, adotando-se um valor comercial para o capacitor ressonante e substituindo-se o ângulo obtido e o capacitor na equação (2.10), obtém-se o valor do indutor ressonante. Para o capacitor ressonante serão adotados dois em paralelo de 100nF. Esta escolha foi feita, pois colocando-se dois capacitores em paralelo diminui-se o valor da resistência série equivalente, e também para obter uma capacitância maior, que resulta em um indutor menor.

$$Cd = 200nF$$

$$L_r = \frac{w_s \cdot Cd \cdot R_{lamp} \cdot \tan(\phi) + 1}{w_s^2 \cdot Cd} = \frac{188,495 \cdot 10^3 \cdot 200 \cdot 10^{-9} \cdot 33 \cdot \tan(59.62^\circ) + 1}{(188,495 \cdot 10^3)^2 \cdot 200 \cdot 10^{-9}} = 437,27 \mu H \quad (4.13)$$

#### 4.4 Projeto do Filtro de Entrada

Nesta seção será apresentado o projeto do filtro de entrada, que é responsável pela filtragem do conteúdo harmônico da corrente de entrada. O primeiro passo para o projeto dos componentes do filtro é determinar a frequência de corte, que de acordo com [4] é recomendado situá-la a uma década abaixo da frequência de comutação, porém para diminuir o peso e volume do reator será projetado para uma frequência de corte de um quinto da frequência de comutação. Deste modo:

$$f_c = \frac{f_s}{5} = \frac{30.10^3}{5} = 6kHz \quad (4.14)$$

A resistência equivalente do reator vista pelos terminais de saída do filtro pode ser obtida pela equação (2.34):

$$Re_q = \frac{h.Vin^2}{Po} = \frac{0,9.220^2}{250} = 174,24\Omega \quad (4.15)$$

Com a resistência equivalente do reator e adotando-se um coeficiente de amortecimento de 0,7, pode-se através da equação (2.40) determinar o valor do capacitor do filtro.

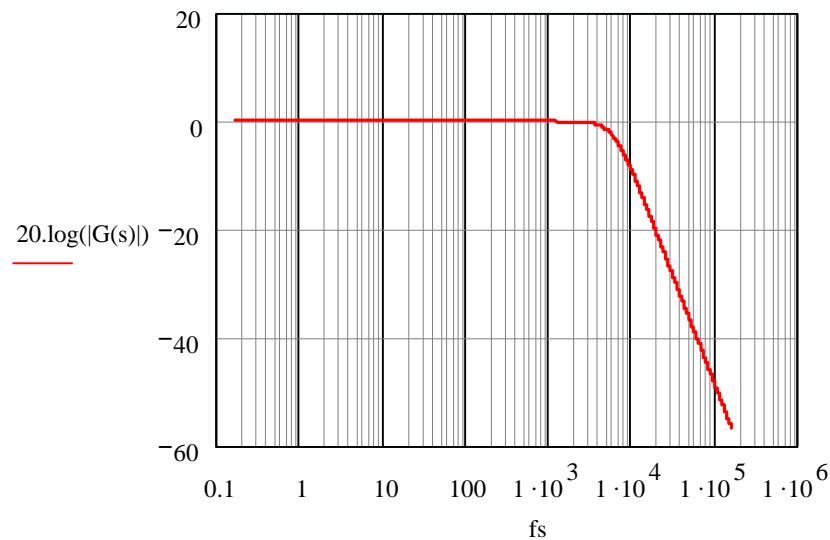
$$w_c = 2.p.6.10^3 = 37,7k \text{ rad/s} \quad (4.16)$$

$$C_f = \frac{1}{2.z.Re_q.w_c} = \frac{1}{2.0,7.174,24.37,7.10^3} = 108,74nF \quad (4.17)$$

Substituindo o valor obtido para o capacitor na equação (2.41), obtém-se o indutor do filtro.

$$L_f = \frac{1}{w_c^2.C_f} = \frac{1}{(37,7.10^3)^2.108,74.10^{-9}} = 6,47mH \quad (4.18)$$

Através dos valores obtidos para o filtro de entrada e da equação (2.35), plota-se a função de transferência para verificar o comportamento do filtro.



**Fig. 4-2 – Função de transferência do filtro.**

Verifica-se através da Fig. 4-2 que o filtro apresenta um ganho de  $-27,8$  dB na frequência de comutação.

## 4.5 Simulações do Reator

Para comprovar a metodologia de cálculo apresentada e o funcionamento do reator, algumas simulações foram realizadas e comparadas com os resultados numéricos. Utilizou-se o programa Orcad 9.2 para efetuar tais simulações. As simulações do reator foram realizadas com os componentes ativos ideais, e com os passivos adotando-se valores comerciais. Como a lâmpada de vapor de sódio de alta pressão comporta-se como uma resistência em alta frequência, a mesma será substituída por um resistor. Serão efetuadas simulações do reator com uma resistência equivalente para o início e o final da vida útil da lâmpada. A Fig. 4-3 apresenta o circuito implementado no Orcad.

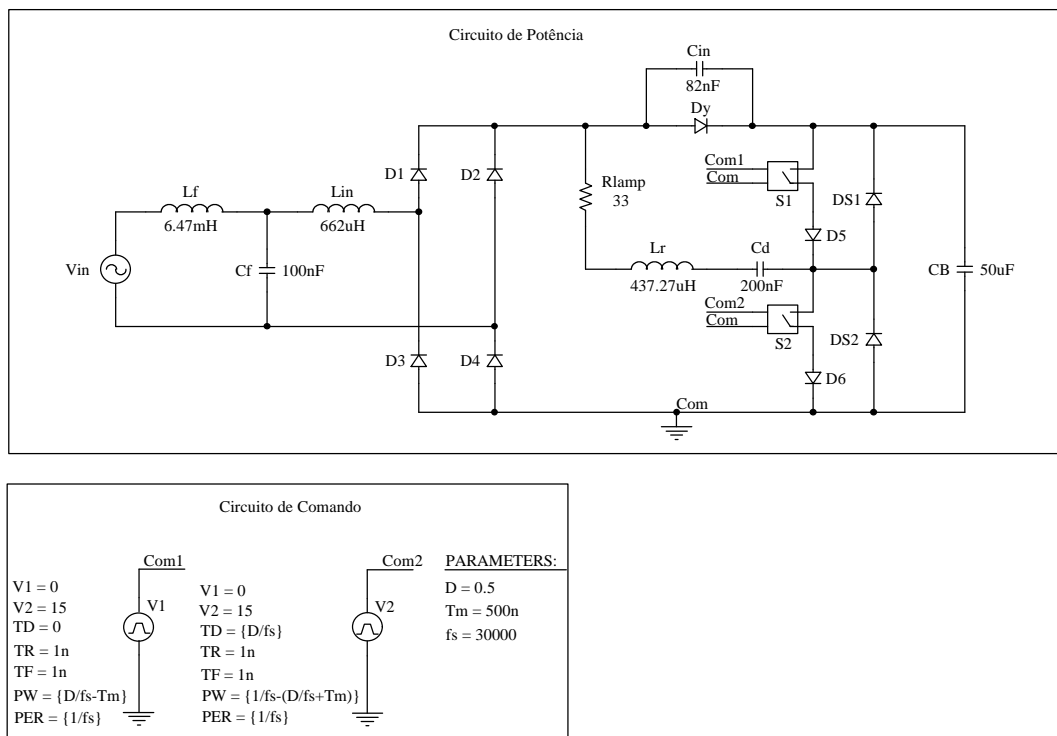


Fig. 4-3 – Circuito utilizado para simulação.

A Fig. 4-4 apresenta a tensão e a corrente na entrada do reator e a tensão no barramento para o início da vida útil da lâmpada ( $R_{lamp}=33\Omega$ ). Pode-se observar através da figura que a forma de onda da corrente de entrada é aproximadamente senoidal e em fase com a tensão, apresentando desta forma, alto fator de potência e baixa THD. A tensão do barramento apresentou valor próximo ao obtido pelo cálculo, comprovando que a equação é confiável para fins de projeto.

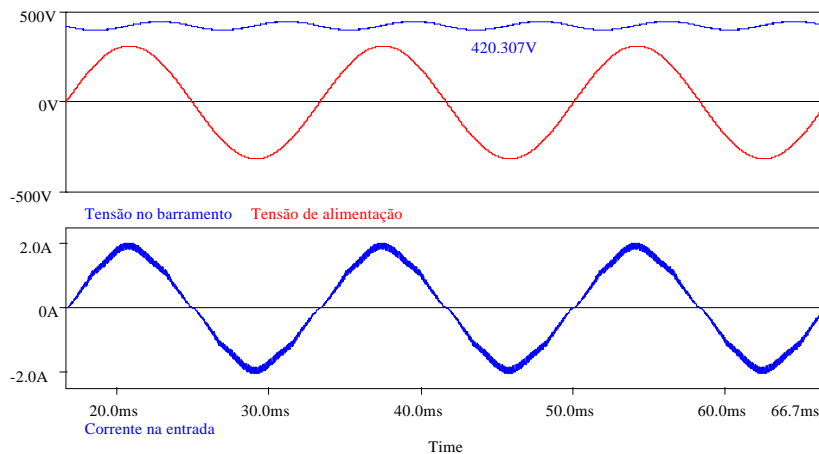
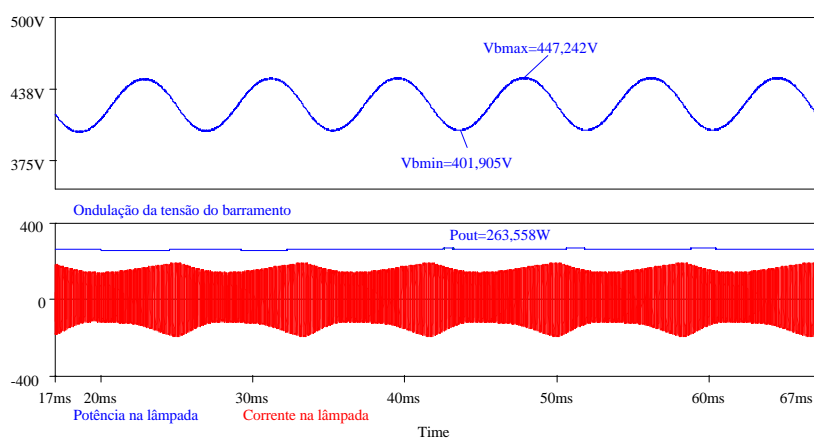


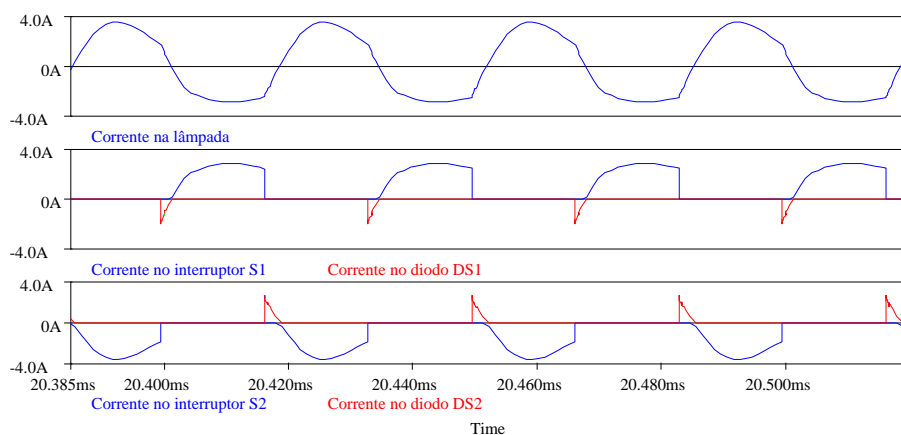
Fig. 4-4 – Tensão e corrente de entrada e tensão no barramento.

Na parte superior da Fig. 4-5 apresenta-se a ondulação na tensão do barramento CC do reator. Pode-se observar através da figura que a ondulação ficou próxima dos 15% especificados no projeto. Na parte inferior da figura apresenta-se a potência entregue à lâmpada e a envoltório de baixa frequência da corrente na lâmpada. O fator de crista encontrado foi de 1,697 para a frequência da envoltória de 120Hz. É importante comentar que ainda não existem normas com relação ao fator de crista para lâmpadas de vapor de sódio da alta pressão.



**Fig. 4-5 – Tensão e corrente na lâmpada e ondulação da tensão do barramento.**

A Fig. 4-6 mostra detalhes da corrente na lâmpada, interruptores e diodos do braço.



**Fig. 4-6 – Corrente na lâmpada e nos interruptores.**

Na tabela 4-1 estão representadas as principais harmônicas relevantes do reator, analisando-se até a centésima harmônica.

Tabela 4-1 – Análise harmônico.

HARMÔNICA	FREQÜÊNCIA (HZ)	DISTORÇÃO (%)
1	60	
3	180	5,173
5	300	0,702
7	420	2,507
9	540	0,71
11	660	0,26
13	780	0,104

A defasagem entre a componente fundamental da corrente e a tensão é praticamente zero. A THD da corrente de entrada é 5,89%. O fator de potência do reator para o início da vida útil da lâmpada pode ser calculado pela equação (4.19).

$$FP = \frac{\cos(f)}{\sqrt{1+THD^2}} = \frac{\cos(0)}{\sqrt{1+(0,0589)^2}} = 0,9982 \quad (4.19)$$

A Fig. 4-7 apresenta a tensão e a corrente na entrada e a tensão no barramento do reator para o final da vida útil da lâmpada ( $R_{lamp}=67\Omega$ ). Observa-se através da figura que houve redução da tensão do barramento. Isto deve-se ao fato que com o aumento da resistência da lâmpada houve uma redução na corrente do filtro série ressonante e, como esta corrente é a mesma que circula nos componentes “charge pump”, diminui-se a transferência de energia para o barramento.

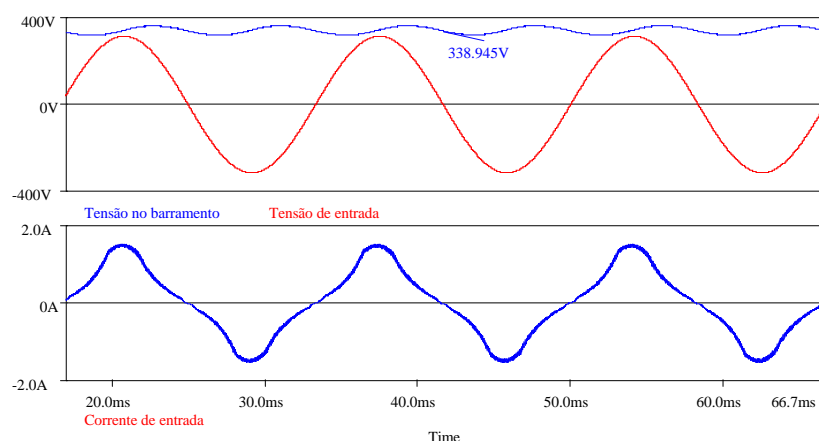
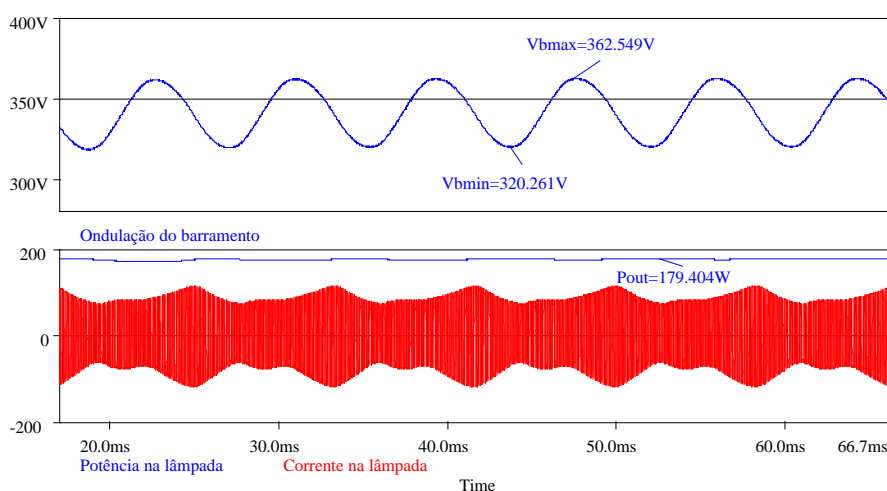


Fig. 4-7 – Tensão e corrente de entrada e barramento para  $R_{lamp}=67W$ .

Na parte superior da Fig. 4-8 é apresentada a ondulação da tensão do barramento ampliada. A frequência da ondulação é de 120Hz, ou seja, o circuito “charge pump” apresenta a mesma característica de ondulação da tensão do barramento encontrada no conversor “Boost”. Na parte inferior da figura é apresentada a potência e a envoltória da corrente na lâmpada. Pela redução da tensão do barramento ocorre conseqüentemente redução da potência na lâmpada. O fator de crista na lâmpada foi de 1,787, ou seja, o fator de crista aumenta com o envelhecimento da lâmpada.



**Fig. 4-8 – Ondulação no barramento, potência e corrente na lâmpada.**

Na tabela 4-2 estão representadas as harmônicas relevantes para o final da vida útil da lâmpada.

**Tabela 4-2 – Análise harmônico para  $R_{lamp}=67W$ .**

HARMÔNICA	FREQÜÊNCIA (HZ)	DISTORÇÃO (%)
1	60	
3	180	22,34
5	300	4,71
7	420	1,012
9	540	1,594
11	660	2,122
13	780	1,499



Mesmo com o aumento da THD da corrente de entrada, a defasagem entre a componente fundamental da corrente e a tensão continuou sendo praticamente zero. A THD passou para 22,95%. O fator de potência do reator para a situação do final da vida útil da lâmpada é calculado pela equação (4.20).

$$FP = \frac{\cos(\theta)}{\sqrt{1+THD^2}} = \frac{\cos(0)}{\sqrt{1+(0,2295)^2}} = 0,9499 \quad (4.20)$$

Portanto, verifica-se que o reator proposto apresenta alto fator de potência para toda a vida útil da lâmpada de vapor de sódio de alta pressão.

## 4.6 Projeto Físico dos Componentes

Nesta seção será apresentada a metodologia para o projeto físico dos componentes do reator, sendo eles: indutores e dissipadores. O projeto tem por função fornecer os parâmetros necessários para a confecção dos elementos magnéticos do reator e fornecer a resistência térmica dissipador-ambiente do dissipador, para através deste valor determinar o dissipador.

### 4.6.1 Projeto do Indutor do Filtro de Entrada ( $L_f$ )

Para o cálculo do indutor  $L_f$ , deve-se inicialmente determinar o valor da corrente eficaz e de pico no indutor. A corrente eficaz pode ser obtida levando-se em consideração a potência da lâmpada e o rendimento estimado da estrutura, dada por:

$$I_{L_{ef}} = \frac{P_{out}}{V_{in} \cdot \eta} = \frac{250}{220 \cdot 0,9} = 1,263A \quad (4.21)$$

Como a forma de onda da corrente é senoidal, a corrente de pico fica determinada pela equação (4.22):

$$I_{L_{pk}} = \frac{P_{out}}{V_{in} \cdot \eta} \cdot \sqrt{2} = \frac{250}{220 \cdot 0,9} \cdot \sqrt{2} = 1,786A \quad (4.22)$$

Adotando-se as seguintes especificações para o projeto:

$$J_{\max} = 400 \text{ A/cm}^2 \quad \text{Máxima densidade de corrente;}$$

$$k_w = 0,7 \quad \text{Fator de enrolamento;}$$

$$\mu_o = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m} \quad \text{Permeabilidade do ar;}$$

$$B_{\max} = 0,14 \text{ T} \quad \text{Máxima excursão do fluxo magnético.}$$

O baixo valor do fluxo magnético adotado em projeto deve-se ao fato que o núcleo do indutor será submetido ao fluxo gerado pelos dois enrolamentos. Com isso, devido ao sentido do enrolamento e o sentido da corrente, tem-se um fluxo total no núcleo que equivale ao dobro do valor adotado em projeto. É importante também comentar, que obteve-se pela utilização de núcleo de ferrite em função da disponibilidade, porém poderia ser utilizado núcleo de ferro-silício, pois a componente fundamental da corrente é 60Hz.

O produto das áreas,  $AeAw$  é calculado pela equação (2.62). O número 2 que aparece no denominador se deve ao fato que utilizando indutores magneticamente acoplados reduz-se o valor da indutância pela metade.

$$AeAw = \frac{L_f \cdot I_{Lfpk} \cdot I_{Lfef}}{2 \cdot k_w \cdot B_{\max} \cdot J_{\max}} \cdot 10^4 = \frac{6,47 \cdot 10^{-3} \cdot 1,786 \cdot 1,263}{2,0 \cdot 7,0 \cdot 14.400} \cdot 10^4 = 1,861 \text{ cm}^4 \quad (4.23)$$

Através da obtenção do  $AeAw$  do indutor especificou-se o Núcleo E-42/15, de material IP12, fabricado pela Thornton, com as seguintes características:

$$AeAw = 2,84 \text{ cm}^4 \quad \text{Produto das áreas;}$$

$$Ae = 1,81 \text{ cm}^2 \quad \text{Área da perna central;}$$

$$Aw = 1,57 \text{ cm}^2 \quad \text{Área da janela do carretel;}$$

$$l_t = 8,7 \text{ cm} \quad \text{Comprimento médio de uma espira.}$$

O número de espiras total que será enrolado no carretel é definido pela equação (2.63).

$$N_{esptot} = \frac{L_{ftot} \cdot I_{Lfpk}}{2 \cdot B_{\max} \cdot Ae} \cdot 10^4 = \frac{6,47 \cdot 10^{-3} \cdot 1,786}{2,0 \cdot 14,1,81} \cdot 10^4 = 228 \text{ espiras} \quad (4.24)$$

O número de espiras para cada enrolamento é obtido pela equação (2.64).

$$N_{espenr} = \frac{L_f \cdot I_{Lfpk}}{4 \cdot B_{\max} \cdot Ae} \cdot 10^4 = \frac{6,47 \cdot 10^{-3} \cdot 1,786}{4,0,14,1,81} \cdot 10^4 = 114 \text{ espiras} \quad (4.25)$$

O entreferro em centímetros é obtido pela equação (2.65).

$$lg = \frac{2 \cdot N_{esptot}^2 \cdot m_b \cdot Ae}{L_f} \cdot 10^{-2} = \frac{2 \cdot (228)^2 \cdot 4 \cdot p \cdot 10^{-7} \cdot 1,81}{6,47 \cdot 10^{-3}} \cdot 10^{-2} = 0,365 \text{ cm} \quad (4.26)$$

Como a frequência fundamental no indutor é 60Hz, não é necessária a obtenção da profundidade de penetração, com isso, o diâmetro do condutor é obtido diretamente pela equação (2.66).

$$S_{cucond} = \frac{I_{Lfef}}{J_{\max}} = \frac{1,263}{400} = 3,157 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2 \quad (4.27)$$

Desta forma, fica definido que o indutor do filtro de entrada será composto de dois enrolamentos contendo cada um 114 espiras, enroladas com fio 22AWG.

Fazendo um comparativo entre a equação (3.41) que determina o número de espiras para indutores não acoplados, com a equação (2.63) que determina o número de espiras totais para indutores acoplados, verifica-se que adotando um valor de fluxo equivalente a metade do valor na qual o núcleo pode suportar, cancela-se o termo dois que aparece na equação (2.63), obtendo-se desta forma o mesmo número de espiras para ambos indutores. Eliminando-se assim, a hipótese de utilizar indutores acoplados com intuito de redução de peso e volume no filtro de entrada.

#### 4.6.2 Projeto do Indutor “Charge Pump” ( $L_{in}$ )

Para o cálculo do indutor  $L_{in}$  serão utilizados os valores de corrente eficaz e de pico obtidos via simulação numérica. As seguintes especificações serão tomadas como base para o cálculo do indutor.

$$\begin{array}{lll} I_{Linpk} = 4,3A & I_{Linef} = 1,75A & J_{\max} = 400 \text{ A/cm}^2 \\ B_{\max} = 0,25T & k_w = 0,7 & m_b = 4 \cdot p \cdot 10^{-7} \text{ H/m} \end{array}$$

O produto  $AeAw$  é obtido pela equação (3.40).

$$AeAw = \frac{L_{in} \cdot I_{Linpk} \cdot I_{Linef}}{k_w \cdot B_{max} \cdot J_{max}} \cdot 10^4 = \frac{662,04 \cdot 10^{-6} \cdot 4,3 \cdot 1,75}{0,7 \cdot 0,25 \cdot 400} \cdot 10^4 = 0,712 cm^4 \quad (4.28)$$

Através da obtenção do  $AeAw$  do indutor especifica-se o Núcleo E-30/14, de material IP12, fabricado pela Thornton, com as seguintes características:

$$AeAw = 1,02 cm^4 \quad Ae = 1,2 cm^2$$

$$Aw = 0,85 cm^2 \quad l_t = 6,7 cm$$

O número de espiras é obtido pela equação (3.41).

$$N_{esp} = \frac{L_{in} \cdot I_{Linpk}}{B_{max} \cdot Ae} \cdot 10^4 = \frac{662,04 \cdot 10^{-6} \cdot 4,3}{0,25 \cdot 1,2} \cdot 10^4 = 95 espiras \quad (4.29)$$

O entreferro em centímetros é obtido pela equação (3.42).

$$lg = \frac{N_{esp}^2 \cdot \mu_0 \cdot Ae}{L_{in}} \cdot 10^{-2} = \frac{(95)^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 1,2}{662,04 \cdot 10^{-6}} \cdot 10^{-2} = 0,205 cm \quad (4.30)$$

Através da equação (3.43) define-se a profundidade de penetração.

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} = \frac{7,5}{\sqrt{30000}} = 0,043 cm \quad (4.31)$$

Como o diâmetro máximo do condutor deve ser menor ou igual a duas vezes a profundidade de penetração, o maior condutor que pode ser usado é o fio 21AWG.

A área de cobre total necessária é dada pela equação (3.44).

$$S_{cucond} = \frac{I_{Linef}}{J_{max}} = \frac{1,75}{400} = 4,375 \cdot 10^{-3} cm^2 \quad (4.32)$$

O condutor adotado para satisfazer a condição de profundidade de penetração e ao mesmo tempo ser o menor possível e com o menor número de condutores em paralelos foi o 23AWG. O número de condutores em paralelo é determinado pela equação (3.45).

$$N_{cond} = \frac{S_{cucond}}{S_{condel}} = \frac{4,375 \cdot 10^{-3}}{2,582 \cdot 10^{-3}} = 1,694 condutores \quad (4.33)$$

Portanto, fica definido que serão necessárias 95 espiras compostas por 2 condutores de 23AWG em paralelo para a confecção do indutor  $L_{in}$ .

### 4.6.3 Projeto Físico do Indutor Ressonante ( $L_r$ )

O valor da corrente eficaz que circula pelo indutor pode ser determinado em função da potência da lâmpada e da tensão do arco no início da vida útil, retirado do paralelograma da potência.

$$I_{Lref} = \frac{P_{out}}{V_{lampi}} = \frac{250}{90,8} = 2,753A \quad (4.34)$$

Como a forma de onda da corrente é praticamente senoidal, a corrente de pico fica determinada pela equação (4.35):

$$I_{Lref} = \frac{P_{out}}{V_{lampi}} \cdot \sqrt{2} = \frac{250}{90,8} \cdot \sqrt{2} = 3,894A \quad (4.35)$$

Adotando-se as seguintes especificações para o projeto:

$$J_{max} = 300 \frac{A}{cm^2} \quad k_w = 0,7$$

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{H}{m} \quad B_{max} = 0,13T$$

O baixo valor adotado para a máxima excursão do fluxo magnético se deve ao fato que na partida a lâmpada apresenta uma baixa impedância equivalente, o que resulta em uma elevação da corrente no filtro série ressonante, além disso, diminui-se as perdas no núcleo. O produto das áreas  $AeAw$ , é obtido pela equação (2.28).

$$AeAw = \frac{L_r \cdot I_{Lpk} \cdot I_{Lref}}{k_w \cdot B_{max} \cdot J_{max}} \cdot 10^4 = \frac{437,27 \cdot 10^{-6} \cdot 3,894 \cdot 2,753}{0,7 \cdot 0,14 \cdot 300} \cdot 10^4 = 1,594cm^4 \quad (4.36)$$

De acordo com o produto das áreas, o núcleo que poderia ser adotado para o projeto é o núcleo E-42/15, porém devido ao elevado fator de ocupação obtido no projeto adotou-se o núcleo E-42/20, material IP12, fabricado pela Thornton que apresenta as seguintes especificações:

$$AeAw = 3,77cm^4 \quad Ae = 2,4cm^2$$

$$Aw = 1,57cm^2 \quad l_t = 10,5cm$$

O número de espiras é definido pela equação (2.29).

$$N_{esp} = \frac{L_r \cdot I_{LrpK}}{B_{max} \cdot Ae} \cdot 10^4 = \frac{437,27 \cdot 10^{-6} \cdot 3,894}{0,13 \cdot 2,4} \cdot 10^4 = 55 \text{ espiras} \quad (4.37)$$

O entreferro em centímetros é obtido pela equação (2.30).

$$lg = \frac{N_{esp}^2 \cdot \mu_o \cdot Ae}{L_r} \cdot 10^{-2} = \frac{(55)^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 2,4}{437,27 \cdot 10^{-6}} \cdot 10^{-2} = 0,209 \text{ cm} \quad (4.38)$$

A profundidade de penetração é obtida pela equação (2.31).

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} = \frac{7,5}{\sqrt{30000}} = 0,043 \text{ cm} \quad (4.39)$$

O condutor máximo admissível para confecção do indutor é o fio 21AWG, porém para este indutor será utilizado fio Litz, para diminuir as perdas no enrolamento e evitar o sobre-aquecimento do indutor. O fio utilizado é composto por 40 vias de fio 37AWG.

A área de cobre total necessária é obtida pela equação (2.32).

$$S_{cucond} = \frac{I_{Lref}}{J_{max}} = \frac{2,753}{300} = 9,177 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2 \quad (4.40)$$

O número de vias de 37AWG pode ser obtido pela equação (2.33).

$$N_{cond} = \frac{S_{cucond}}{S_{condel}} = \frac{9,177 \cdot 10^{-3}}{0,1 \cdot 10^{-3}} = 91,77 \text{ condutores} \quad (4.41)$$

O número de fios Litz pode ser determinado dividindo-se o número de condutores obtido pela equação (4.41), pelo número de vias que o fio Litz possui.

$$N_{Litz} = \frac{N_{cond}}{N_{vias}} = \frac{91,77}{40} = 2,29 \text{ condutores} \quad (4.42)$$

Portanto, será necessário para a confecção do indutor 55 espiras contendo 3 fios Litz em paralelo. Outro detalhe importante é que este indutor será utilizado também como transformador para fornecer os pulsos de ignição para a lâmpada, através de um pulso em um enrolamento auxiliar (primário), com isso, devido à alta tensão, deverá ser feito isolamento entre camadas para evitar fuga no isolamento. A relação de transformação é obtida pela tensão do centelhador e pela tensão que se deseja aplicar a lâmpada. O centelhador por suas vez deve apresentar uma tensão de ruptura superior à máxima tensão

na qual a lâmpada será submetida com o envelhecimento, para evitar disparos com a lâmpada em funcionamento. O centelhador adotado apresenta uma tensão de ruptura de 230V. A tensão de ignição poderá ser considerada a máxima admissível por norma, porém o resultado obtido para o número de espiras do primário deverá ser arredondado para cima para evitar que não seja ultrapassada a tensão máxima. A equação (4.43) determina a relação de transformação.

$$a = \frac{V_{ign}}{V_{cent}} = \frac{4500}{230} = 19,56 \quad (4.43)$$

Assim, o número de espiras do primário é obtido pela equação (4.44).

$$N_{esprim} = \frac{N_{esp}}{a} = \frac{55}{19,56} = 2,812 \text{ espiras} \quad (4.44)$$

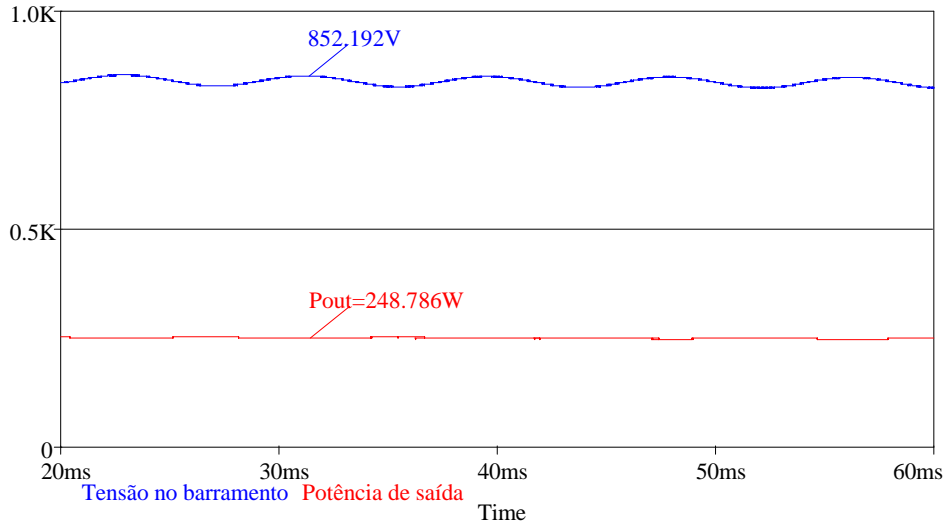
Desta forma, o primário será composto por 3 espiras.

#### 4.6.4 Dimensionamento dos Interruptores

Nesta seção será apresentado o cálculo dos valores de tensão e de correntes nos interruptores, para uma apropriada escolha dos mesmos. Os cálculos serão realizados para o pior caso, ou seja, para a maior tensão e as maiores correntes possíveis durante o acionamento. Sabe-se que a resistência da lâmpada varia em função do aquecimento e do envelhecimento, podendo esta variar de aproximadamente  $3\Omega$  quando fria (logo após a partida), até  $67\Omega$  quando a mesma estiver quente e no final da vida útil. Outro fator interessante nas lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão é que o tempo necessário para as mesmas entrarem em regime térmico gira na casa dos minutos, desta forma os interruptores e o dissipador deverão ser capazes de suportar este transitório da lâmpada. Analisando o comportamento da lâmpada e o comportamento da tensão do barramento conclui-se que o projeto deverá ser realizado na partida da lâmpada, ou seja, para uma resistência equivalente de  $3\Omega$ .

A máxima tensão sobre os interruptores é a máxima tensão do barramento, como comentado no capítulo 3. A melhor maneira de obter este valor é através de simulações, desta forma, através do programa Orcad obteve-se a Fig. 4-9 que representa a tensão no

barramento na partida da lâmpada ( $R_{lamp}=3\Omega$ ).



**Fig. 4-9 – Tensão na barramento e potência de saída para  $R_{lamp}=3W$ .**

Através da Fig. 4-9, observa-se que os interruptores estarão submetidos a elevadas tensões na partida da lâmpada, com isso optou-se na utilização de semicondutores do tipo IGBTs para o inversor meia ponte. A corrente média em cada IGBT é obtida em função da corrente da lâmpada e do ângulo de defasagem entre a tensão e a corrente no filtro série ressonante. A máxima corrente na lâmpada é dada por:

$$I_{lampa} = \sqrt{\frac{P_{out}}{R_{lampa}}} = \sqrt{\frac{250}{3}} = 9,129A \quad (4.45)$$

O ângulo de defasagem na partida da lâmpada é obtido pela equação (2.9), fazendo  $R_{lamp}=3\Omega$ .

$$f = \tan^{-1} \left( \frac{-1 + w_s^2 \cdot Cd \cdot Lr}{w_s \cdot Cd \cdot R_{lamp}} \right) = \tan^{-1} \left( \frac{-1 + (2 \cdot p \cdot 30 \cdot 10^3)^2 \cdot 200 \cdot 10^{-9} \cdot 437,27 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot p \cdot 200 \cdot 10^{-9} \cdot 3} \right) = 1,57 \text{ rad/s} \quad (4.46)$$

Substituindo-se a corrente e o ângulo de defasagem na equação (3.56), obtém-se:

$$I_{Smed} = \frac{I_{lampa}}{p \cdot \sqrt{2}} \cdot (-\cos(2 \cdot f) + 1) = \frac{9,129}{p \cdot \sqrt{2}} \cdot (-\cos(2 \cdot 1,57) + 1) = 4,1A \quad (4.47)$$

A corrente média no diodo é obtido pela equação (3.58).



$$I_{Dmed} = \frac{I_{lamp}}{p \cdot \sqrt{2}} \cdot [1 + \cos(p - f)] = \frac{9,129}{p \cdot \sqrt{2}} \cdot [1 + \cos(p - 1,57)] = 2,05A \quad (4.48)$$

A equação (3.59) determina a corrente no instante do bloqueio dos interruptores.

$$I_{com} = \sqrt{2} \cdot I_{lamp} \cdot \sin(f) = \sqrt{2} \cdot 9,129 \cdot \sin(1,57) = 12,91A \quad (4.49)$$

Com os resultados obtidos para os esforços nos interruptores, adotou-se IGBTs da International Rectifier [26], modelo **IRGP20B120UD-E**, cujas principais características são:

$V_{CES} = 1200V$	Tensão coletor-emissor;
$I_C = 20,0A$	Corrente de coletor com $T_C=100^\circ C$ ;
$V_{CE(on)} = 3,05V$	Tensão coletor-emissor na saturação para $T_J=125^\circ C$ ;
$t_f = 24ns$	Tempo de descida da corrente para $T_J=125^\circ C$ ;
$I_{FN} = 20,0A$	Corrente nominal do diodo com $T_C=100^\circ C$ ;
$V_{FN} = 1,73V$	Tensão no diodo para $T_J=125^\circ C$ ;
$T_{Jmax} = 150^\circ C$	Temperatura máxima da junção;
$R_{thj-c} = 0,42^\circ C/W$	Resistência térmica junção-cápsula;
$R_{thc-d} = 0,24^\circ C/W$	Resistência térmica cápsula-dissipador.

#### 4.6.5 Perdas dos IGBTs

Após a especificação dos interruptores e a obtenção de suas principais características, pode-se calcular as perdas envolvidas nos componentes. A equação (3.61) apresenta as perdas na condução.

$$P_{conIGBT} = \left[ V_{CEO} + (V_{CEN} - V_{CEO}) \cdot \frac{I_{Cmd}}{I_{CN}} \right] \cdot I_{Cmd} \cdot D = \left[ 1 + (3,05 - 1) \cdot \frac{4,1}{20,0} \right] \cdot 4,1 \cdot 0,5 = 2,91W \quad (4.50)$$

As perdas durante o bloqueio do interruptor são obtidas pela equação (3.62), onde  $t_{rv}$ ,  $P_{\max}$  e  $\xi$  são determinados pelas equações (3.63), (3.64) e (3.65).

$$t_{rv} = \frac{2}{5} \cdot t_f = \frac{2}{5} \cdot 24 \cdot 10^{-9} = 9,6 ns \quad (4.51)$$

$$P_{\max} = V_B \cdot I_{Cbloq} = 850 \cdot 12,91 = 10,97 kW \quad (4.52)$$

$$x = \frac{t_f}{\ln(P_{\max}) - \ln(0,1 \cdot P_{\max})} = \frac{24 \cdot 10^{-9}}{\ln(10,97 \cdot 10^3) - \ln(0,1 \cdot 10,97 \cdot 10^3)} = 10,42 ns \quad (4.53)$$

$$P_{offIGBT} = \left( \frac{1}{2} \cdot P_{\max} \cdot t_{rv} + x \cdot P_{\max} \right) \cdot f_s = \left( \frac{1}{2} \cdot 10,97 \cdot 10^3 \cdot 9,6 \cdot 10^{-9} + 9,55 \cdot 10^{-9} \cdot 10,97 \cdot 10^3 \right) \cdot 30 \cdot 10^3 = 4,72 W \quad (4.54)$$

As perdas na condução do diodo são obtidas através da equação (3.66).

$$P_{conD} = \left[ V_{FO} + (V_{FN} - V_{FO}) \cdot \frac{I_{Fmd}}{I_{FN}} \right] \cdot I_{Fmd} \cdot (1 - D) = \left[ 1 + (1,73 - 1) \cdot \frac{2,05}{20,0} \right] \cdot 2,05 \cdot (1 - 0,5) = 1,1 W \quad (4.55)$$

Assim, pode-se obter as perdas totais pela equação (3.67).

$$P_{totIGBT} = P_{conIGBT} + P_{offIGBT} + P_{conD} = 2,91 + 4,72 + 1,1 = 8,73 W \quad (4.56)$$

#### 4.6.6 Dimensionamento do Dissipador

O projeto do dissipador será realizado para a fixação dos dois interruptores em um único dissipador. A temperatura ambiente levada em consideração no projeto será de 50°C. A resistência térmica junção-ambiente é obtida pela equação (3.68).

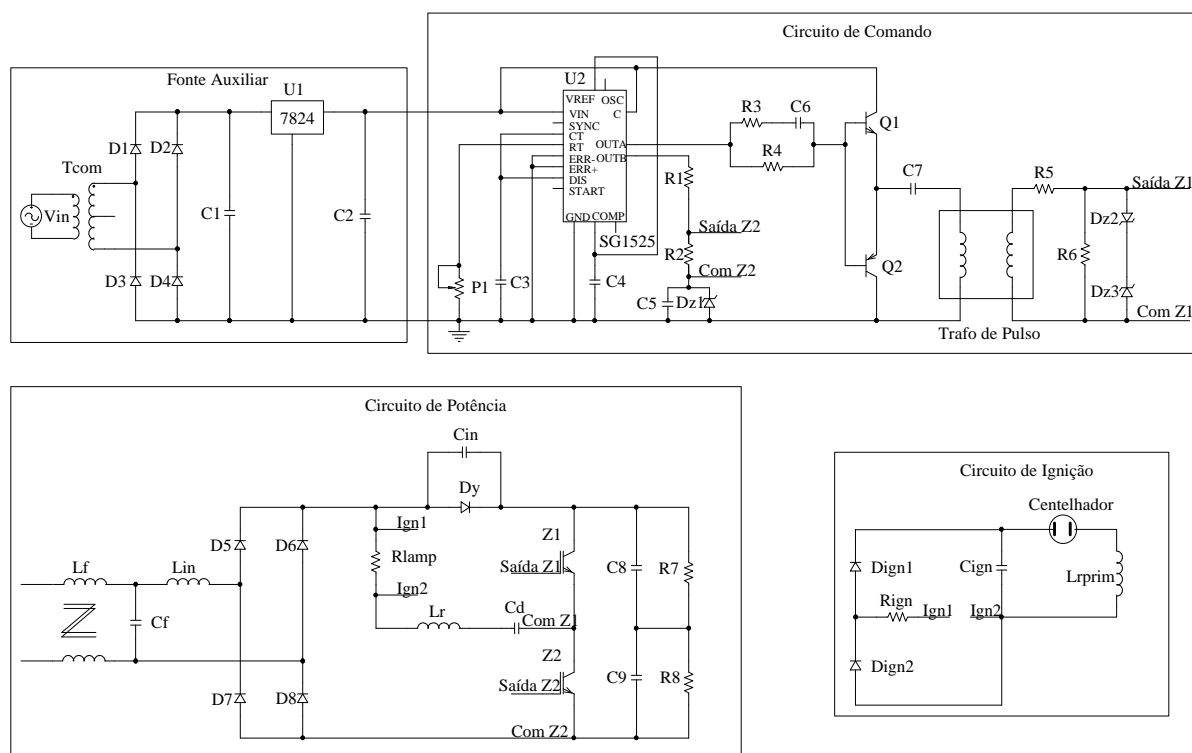
$$R_{thj-a} = \frac{(T_{j\max} - T_{amb})}{2 \cdot P_{totIGBT}} = \frac{(150 - 50)}{2 \cdot 8,73} = 5,73 ^\circ C/W \quad (4.57)$$

A resistência térmica dissipador-ambiente é definida pela equação (3.69).

$$R_{thd-a} = R_{thj-a} - \frac{(R_{thj-c} + R_{thc-d})}{2} = 5,73 - \frac{(0,42 + 0,24)}{2} = 5,4 ^\circ C/W \quad (4.58)$$

## 4.7 Resultados Experimentais

Com os resultados obtidos no projeto e na simulação da estrutura proposta para o reator eletrônico, efetuou-se a montagem de um protótipo em laboratório visando à comprovação do estudo teórico. A Fig. 4-10 apresenta o circuito completo implementado.



**Fig. 4-10 – Circuito completo do reator eletrônico.**

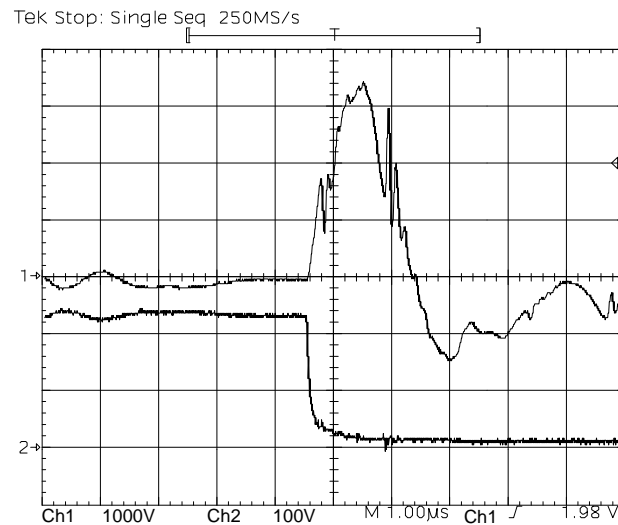
O comando dos interruptores é realizado pelo circuito integrado KA3525A. O KA3525A é um regulador PWM amplamente conhecido pelas indústrias devido ao grande número de funções que se encontram disponíveis no componente. Como o componente não possui suas saídas isoladas será necessário o emprego de um circuito que propicie um sinal de comando adequado para o interruptor superior do braço. Adotou-se a utilização de circuitos com transformadores de pulso para prover a isolação, devido ao baixo custo e pela robustez. A tabela 4-3 apresenta a lista de componentes utilizados para a montagem do protótipo.

**Tabela 4-3 – Lista de materiais.**

<b>COMPONENTE</b>	<b>REFERÊNCIA</b>	<b>ESPECIFICAÇÃO</b>
Capacitor Cerâmico	C2	100nF
Capacitor Cerâmico	C3	12nF
Capacitor Cerâmico	C4	33nF
Capacitor Cerâmico	C6	12nF
Capacitor Cerâmico	C7	220nF
Capacitor de Polipropileno	Cin	82nF
Capacitor de Polipropileno	Cd	2 capacitores de 100nF/630V
Capacitor de Polipropileno	Cign	1uF/250V
Capacitor de Polopropileno	Cf	100nF/630V
Capacitor Eletrolítico	C1	470uF/50V
Capacitor Eletrolítico	C5	10uF/50V
Capacitor Eletrolítico	C8 e C9	100uF/450V
Centelhador	Centelhador	230V
Circuito Integrado	U2	KA3525A
Diodo Ultra-Rápido	Dy	APT15D100K
Diodo Ultra-Rápido	Dign1 e Dign2	MUR 160
Diodo Zener	Dz1	7,5V/0,5W
Diodo Zener	Dz2 e Dz3	16V/0,5W
Diodos Retificadores	D1 à D4	1N4001
Diodos Retificadores Ultra-Rápidos	D5 à D8	BYR29
IGBT	Z1 e Z2	IRGP20B120UD-E
Indutor “Charge Pump”	Lin	Núcleo: 30/14 IP12R 95 espiras com dois condutores de 23AWG
Indutor de Entrada	Lf	Núcleo: E-42/15 IP12R 2 enrolamentos de 114 espiras com fio 22AWG

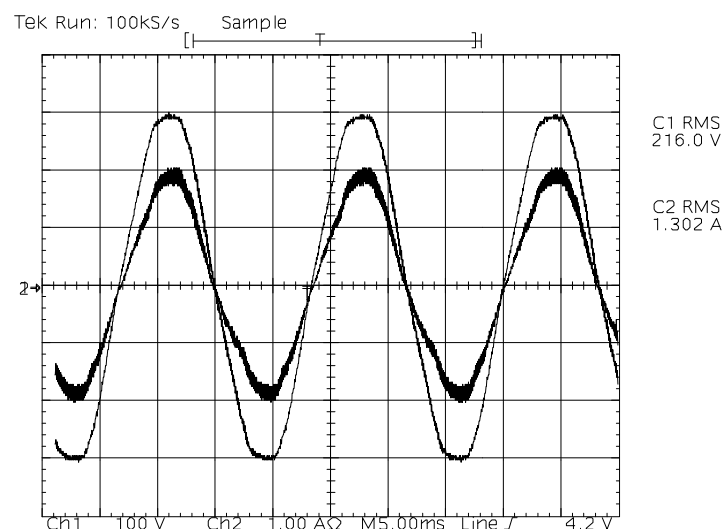
Indutor Resonante	Lr	Núcleo: E-42/20 IP12R Primário: 3 espiras com fio 24AWG Secundário: 55 espiras com 3 fios litz
Regulador Linear	U1	Lm7824/1A
Resistor	R1	10 $\Omega$
Resistor	R2	10k $\Omega$
Resistor	R3	220 $\Omega$
Resistor	R4	1k $\Omega$
Resistor	R5	10 $\Omega$
Resistor	R6	10k $\Omega$
Resistor	R7 e R8	220k $\Omega$
Resistor	Rign	150k $\Omega$ /1W
Transformador de Comando	Tcom	12+12V/5VA
Transformador de Pulso	Trafo de pulso	Núcleo: NT15 IP12R Primário: 44 espiras fio 26AWG Secundário: 55 espiras fio 26AWG
Transistor	Q1	2N2222
Transistor	Q2	2N2907
Trimpot	P1	10k $\Omega$

Na Fig. 4-11 é apresentado o transitório do pulso de ignição aplicado à lâmpada e o comportamento da tensão sobre o centelhador. Verifica-se através da figura que no instante em que a tensão sobre o centelhador atingiu aproximadamente 230V (tensão de ruptura), o mesmo entrou em condução, aplicando a energia armazenada no capacitor  $C_{ign}$  sobre o primário do transformador, que devido a sua adequada relação de transformação aplicou sobre a lâmpada um pulso de tensão de aproximadamente 3.400V. O tempo de duração do pulso foi de aproximadamente 1  $\mu$ s.



**Fig. 4-11 – Tensão de ignição na lâmpada.**

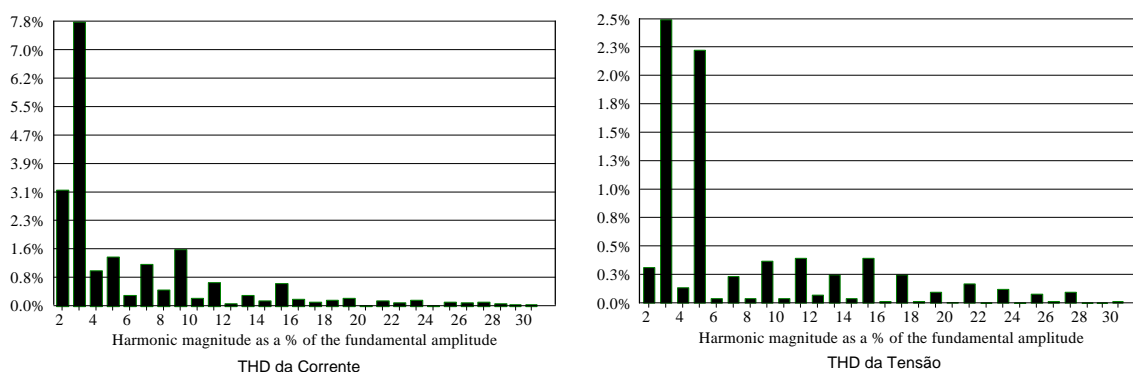
Na Fig. 4-12 são apresentadas as formas de onda da tensão e corrente na entrada do reator operando com tensão e potência de saída nominal e com a lâmpada em regime térmico. O fator de potência foi de 0,995 e a THD da corrente foi de 8,92%, enquanto a THD da tensão foi de 3,44%.



**Fig. 4-12 – Tensão e corrente na entrada do reator.**

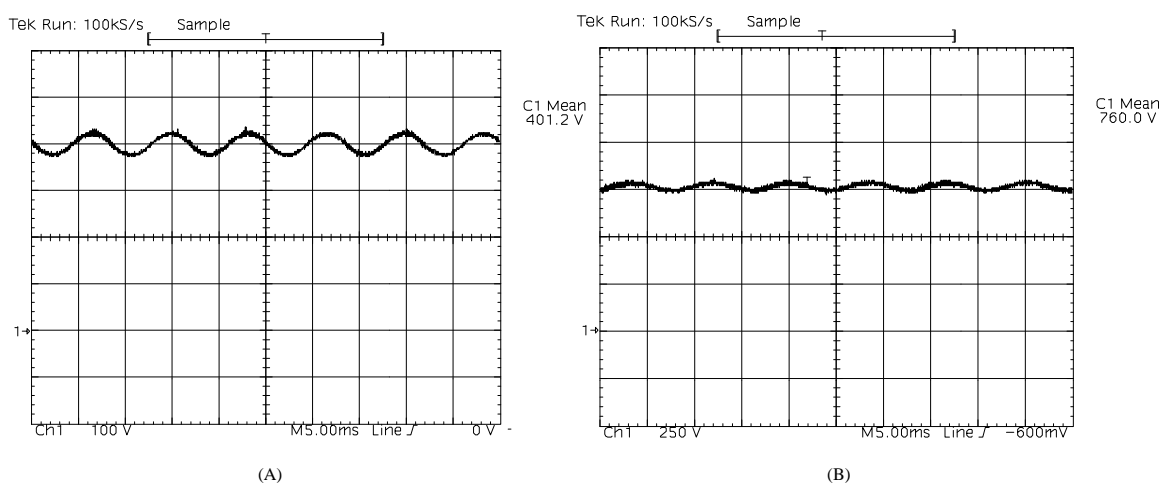
A decomposição da corrente e da tensão da entrada do reator eletrônico nas suas componentes harmônicas é apresentado na Fig. 4-13. O reator apresentou uma componente de segunda ordem de 3,21%, enquanto o limite da norma é de 2% [25]. Um dos motivos do elevado conteúdo harmônico de segunda ordem é a presença de conteúdo harmônico da

tensão de alimentação na qual o reator foi submetido durante os ensaios e, outro motivo é o comportamento da lâmpada, pois ensaios com carga resistiva apresentaram uma harmônica de segunda ordem de 0,55%.



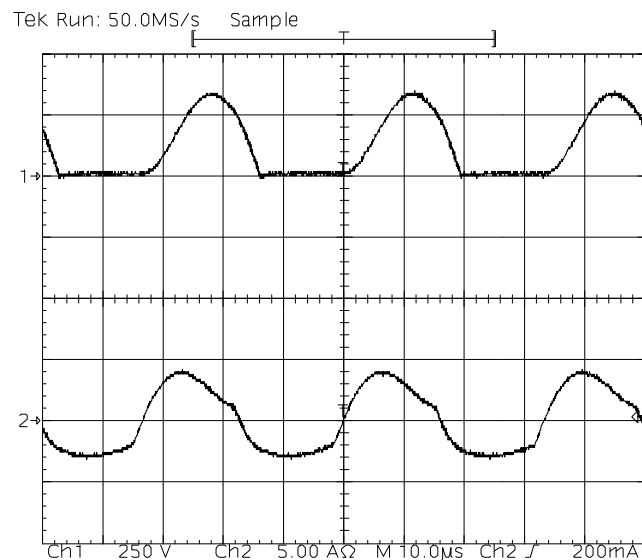
**Fig. 4-13 – Componentes harmônicos da tensão e corrente de entrada.**

O comportamento da tensão do barramento é apresentado na Fig. 4-14. A Fig. 4-14 (A) apresenta o comportamento da tensão com a lâmpada em regime térmico. Verifica-se que a tensão ficou próxima do valor calculado e sua ondulação ocorre com uma frequência de 120Hz, comportamento típico dos conversores elevadores de tensão “Boost”. Na Fig. 4-14 (B) é comprovada a elevada tensão na qual os interruptores deverão suportar durante a etapa de partida. Este valor foi inferior ao valor simulado, pois a lâmpada em questão apresentou uma resistência equivalente na partida superior ao valor utilizado em simulação e a simulação foi realizada com componentes ideais.



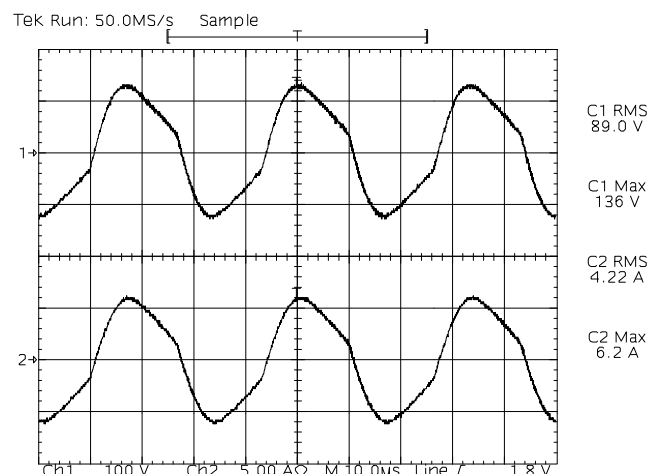
**Fig. 4-14 – Tensão do barramento CC.**

A Fig. 4-15 apresenta o comportamento da tensão no capacitor “charge pump” e a corrente na lâmpada.



**Fig. 4-15 – Tensão em  $C_{in}$  e corrente na lâmpada.**

Na Fig. 4-16 é apresentado o comportamento da tensão e da corrente na lâmpada em alta frequência. Pode-se observar através da figura que o comportamento em alta frequência equivale a uma carga resistiva.

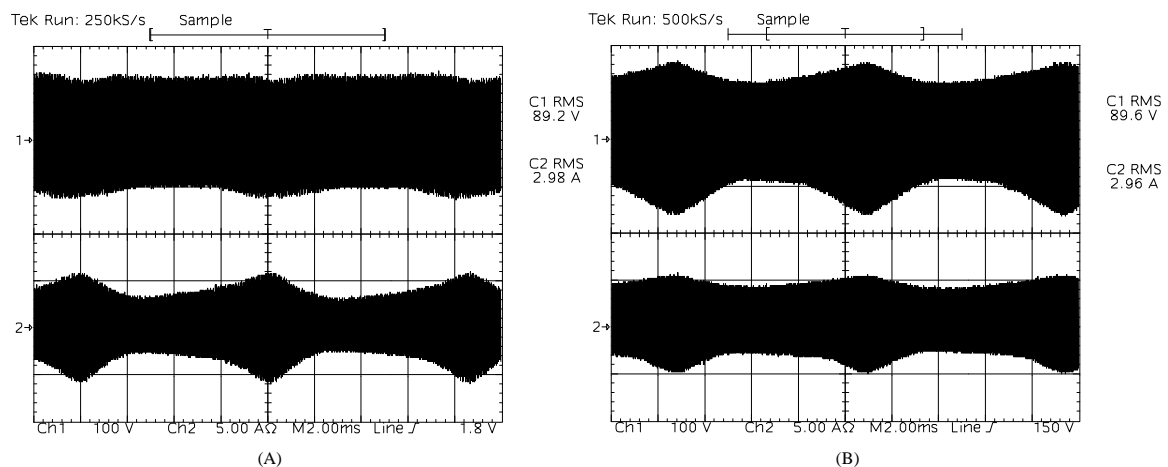


**Fig. 4-16 - Comportamento em alta frequência.**

Na Fig. 4-17 é apresentada a envoltória em baixa frequência da tensão e da corrente na saída do reator eletrônico. Na Fig. 4-17 (A) é apresentado o comportamento sobre a



lâmpada, sendo que a corrente eficaz foi de 2,98A e a máxima corrente de pico foi de 5,85A, resultando num fator de crista igual a 1,963. Na Fig. 4-17 (B) é apresentado o comportamento para uma carga resistiva, a corrente eficaz foi de 2,96A e a corrente máxima de pico foi 5,00A, resultando em um fator de crista igual a 1,692. Este aumento no fator de crista para o ensaio com a lâmpada pode ter sido causado pelo próprio comportamento da mesma, que é apresentado na literatura [27] como sendo resistivo somente para altas frequências. É importante comentar que a envoltória da corrente na lâmpada é 120Hz e que as normas nacionais não se referem ao fator de crista para lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão.



**Fig. 4-17 – Envoltória da tensão e da corrente de saída.**

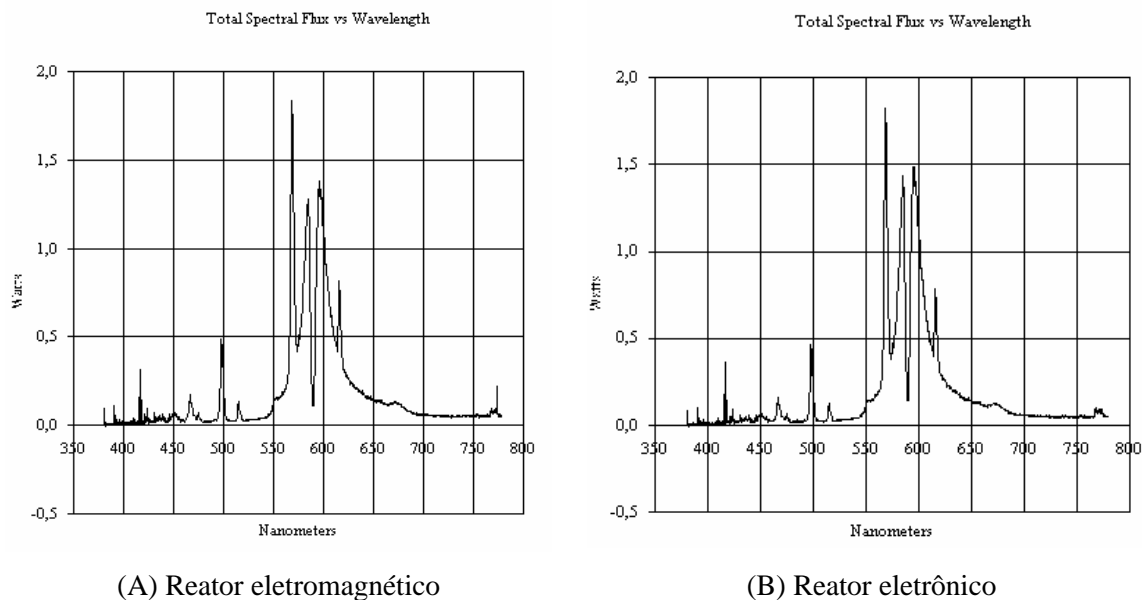
A tabela 4-4 apresenta resultados obtidos com o reator submetido à tensão nominal e com a lâmpada em regime térmico. Os valores respectivos às potências de entrada e saída foram obtidos com o instrumento da Yokogawa, para através deste, ser possível obter o rendimento. As lâmpadas usadas para o ensaio são da marca OSRAM, modelo VIALOX NAV-E 250W e foram fornecidas pela CELESC (Centrais Elétricas de Santa Catarina), porém as horas de trabalho das mesmas não foram. As demais medições apresentadas na tabela 4-4 foram efetuadas com o osciloscópio e com auxílio do programa Wavestar.

**Tabela 4-4 – Resultados de medições.**

	LÂMP NOVA	LÂMP US 1	LÂMP US 2	RESIST.
<b>Pin (W)</b>	275	238	219	283

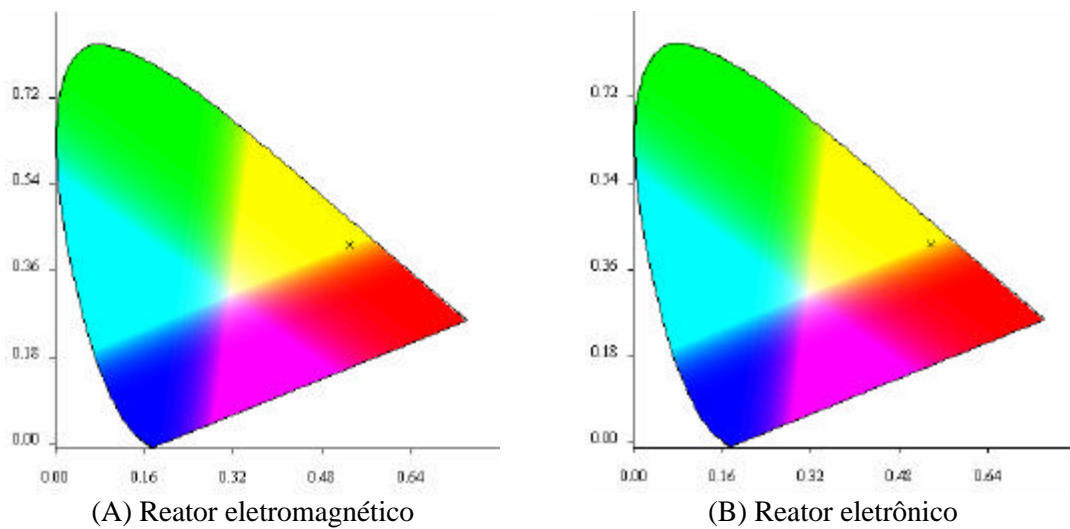
<b>Pout (W)</b>	247	214	199	263
<b>Rendimento</b>	0,898	0,899	0,909	0,929
<b>Vout (V)</b>	89,2	92,4	97,4	105,8
<b>Iout (A)</b>	2,98	2,51	2,19	2,91
<b>Fator de Crista</b>	1,963	2,1	2,159	1,692
<b>THD Corrente (%)</b>	8,92	11,92	19,57	6,94
<b>THD Tensão (%)</b>	3,44	3,71	2,97	2,91
<b>Fator de Potência</b>	0,995	0,99	0,979	0,997

Tem-se apresentado na Fig. 4-18 um comparativo entre o espectro visível de uma lâmpada operando com reator eletromagnético e com o reator eletrônico implementado. A figura foi obtida através de ensaios realizados na esfera de integração e com a lâmpada operando com a mesma potência para ambos os casos.



**Fig. 4-18 – Espectro visível da lâmpada.**

Na Fig. 4-19 é apresentado o digrama de cromaticidade da lâmpada para os dois reatores. A marca (X) na figura representa a cor predominante do espectro emitido pela lâmpada.



**Fig. 4-19 – Diagrama de cromaticidade da lâmpada.**

Na Fig. 4-20 é apresentado uma foto fazendo um comparativo entre um reator eletromagnético e o reator eletrônico implementado.



**Fig. 4-20 – Vista superior do reator eletromagnético e eletrônico.**

Na tabela 4-5 tem-se representado os principais resultados obtidos nos ensaios. Verifica-se através desta, que não há diferenças significativas entre a operação da lâmpada

com reator eletromagnético e com o reator eletrônico implementado.

**Tabela 4-5 – Resultados de ensaios na esfera de integração.**

	<b>REATOR ELETROMAGNÉTICO</b>	<b>REATOR ELETRÔNICO</b>
<b>Fluxo luminoso (lm)</b>	25540	25691
<b>Temperatura correlata da cor (K)</b>	2052	2006
<b>Índice de reprodução da cor</b>	23,46	19,81

## **4.8 Conclusão**

Neste capítulo foi desenvolvido o projeto do reator eletrônico e apresentados resultados obtidos por simulação e via implementação de um protótipo em laboratório. No primeiro item deste capítulo, efetuou-se o projeto para determinar os valores dos componentes da parte de potência do reator eletrônico. Com os valores obtidos e com o auxílio do programa Orcad, efetuou-se simulações numéricas para comprovar o funcionamento da estrutura. Foram apresentadas durante esta etapa algumas formas de ondas para comprovar o seu correto funcionamento.

Como os resultados obtidos em simulação foram satisfatórios, deu-se continuidade ao projeto, efetuando-se o projeto físico dos indutores e do dissipador de calor. Por último, definiu-se um circuito de comando e um circuito para prover isolamento entre os interruptores de potência. Com todos os componentes definidos, apresentou-se o diagrama esquemático e efetuou-se a montagem de um protótipo em laboratório.

Foram apresentados e discutidos os resultados experimentais através das formas de ondas mais significativas. Os resultados obtidos ficaram dentro das expectativas de projeto, validando desta forma a metodologia de cálculo empregada.

A estrutura apresentou como vantagens o alto fator de potência, baixa THD, com exceção da harmônica de 2ª ordem, elevado rendimento e reduzido número de componentes. Como desvantagens presentes na estrutura tem-se a presença de harmônica de 2ª ordem e alto fator de crista, sendo que este não é um ponto relevante atualmente por não existirem normas nacionais a respeito.

## **CAPÍTULO 5 - REATOR FONTE DE TENSÃO “CHARGE PUMP” COM CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA**

### **5.1 Introdução**

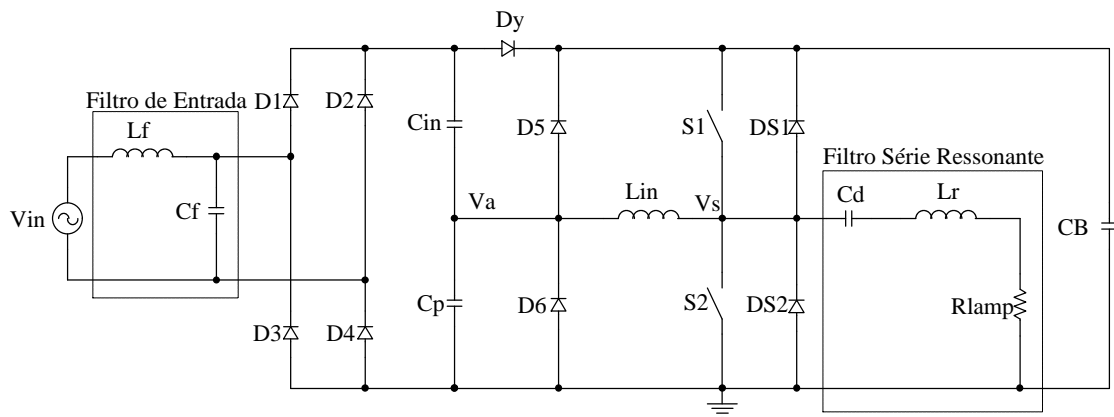
Dando continuidade ao estudo das estruturas que integram o estágio de correção do fator de potência (PFC) com o estágio inversor meia-ponte, conhecidas como estruturas de único estágio, este capítulo apresentará o reator fonte de tensão “charge pump” com correção do fator de potência (VS-CPPFC). Serão abordados o estudo teórico, dando ênfase às etapas de operação e o estudo analítico responsável pela obtenção dos valores dos componentes.

Esta estrutura diferencia-se da apresentada no capítulo 3 pelo fato que o estágio de correção do fator de potência não depende da corrente do filtro série ressonante, somente os interruptores de potência são compartilhados por ambos estágios. Com isso, os interruptores estarão submetidos a maiores esforços de corrente e o reator será submetido a elevadas variações da tensão do barramento, frente às variações paramétricas da resistência equivalente da lâmpada. Para contornar este problema, será abordado no decorrer do capítulo uma técnica de controle ao reator, a fim de manter constante a tensão do barramento, além de monitoramento para casos que possam levar a não ignição da lâmpada.

### **5.2 Reator Fonte de Tensão “Charge Pump” com Correção do Fator de Potência**

O diagrama de potência do reator fonte de tensão “charge pump” com correção do fator de potência (VS-CPPFC “Voltage-Source Charge Pump Power-Factor-Correction”) proposto em [25] é apresentado na Fig. 5-1.  $C_{in}$ ,  $C_p$  e  $L_{in}$  são responsáveis pela correção do fator de potência da estrutura, enquanto  $C_d$  e  $L_r$  pelo bloqueio da componente contínua

e limitação da corrente na lâmpada.



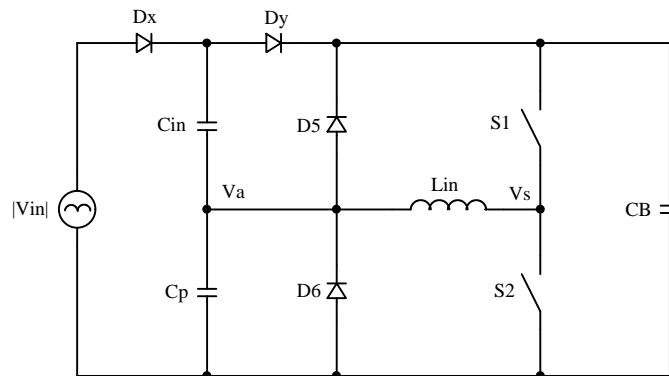
**Fig. 5-1 – Estrutura de potência do reator VS-CPPFC.**

O termo fonte de tensão é devido à ressonância série que ocorre entre o indutor ressonante  $L_{in}$  e o capacitor ressonante  $C_{in}$ , resultando em uma tensão aproximadamente senoidal de alta frequência no ponto  $V_a$  da estrutura. Os diodos de grameamento  $D_5$  e  $D_6$  são usados para gramear a tensão  $V_a$  na tensão do barramento e em zero, respectivamente. O capacitor  $C_p$  tem a função de suavizar a fonte de tensão de alta frequência ( $V_a$ ).

### 5.3 Descrição das Etapas de Operação

As etapas de operação do reator eletrônico serão descritas apenas levando-se em consideração o estágio de correção do fator de potência para, através desta, obter os valores do capacitor ressonante  $C_{in}$  e indutor ressonante  $L_{in}$ . O conversor meia ponte e o filtro série ressonante serão desconsiderados na análise, devido ao seu funcionamento e dimensionamento serem conhecidos e dominados.

Para simplificar a análise, o conversor CA/CC formado pelos diodos  $D_1$  a  $D_4$  será substituído por uma fonte de tensão, cuja sua tensão é igual ao módulo da tensão de entrada. O capacitor do barramento é grande o suficiente de forma que a tensão permaneça constante e sem ondulação. O circuito simplificado é mostrado na Fig. 5-2.

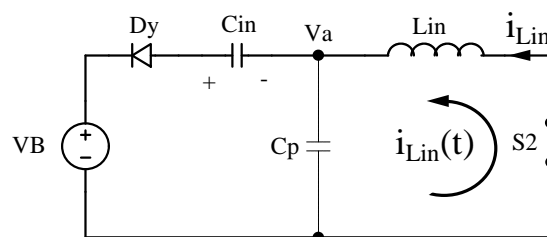


**Fig. 5-2 – Circuito simplificado do reator.**

Em regime permanente, o reator eletrônico apresenta oito estados topológicos em um período de comutação.

### 5.3.1 Primeira Etapa ( $t_0 < t < t_1$ )

No instante de tempo  $t=t_0$ , o interruptor S1 é bloqueado e S2 é comandado. Como  $C_{in}$  é muito maior que  $C_p$ , a corrente que atravessa  $C_p$  pode ser desprezada. Devido ao sentido da corrente no indutor ressonante  $L_{in}$ , o diodo  $D_y$  permanece conduzindo. A tensão no capacitor  $C_{in}$  diminui para zero, enquanto a tensão  $V_a$  aumenta para a tensão do barramento  $V_{CB}$ . No instante em que a tensão  $V_a$  torna-se ligeiramente maior que a tensão do barramento o diodo de grampeamento  $D_5$  é polarizado diretamente e  $D_y$  reversamente, pois  $V_{C_{in}}$  assume um valor ligeiramente negativo. Durante este intervalo de tempo a energia armazenada no capacitor “charge pump”  $C_{in}$  é transferida para o capacitor do barramento CB. A corrente no indutor ressonante  $L_{in}$  diminui em função do tempo durante este intervalo. O circuito equivalente referente a primeira etapa de operação é apresentado na Fig. 5-3.



**Fig. 5-3 – Primeira etapa ( $t_0 < t < t_1$ ).**

Analisando a primeira etapa de operação do reator eletrônico, o circuito equivalente pode ser representado pelas equações (5.1) e (5.2).

$$V_B = v_{Cin}(t) - L_{in} \cdot \frac{di_{Lin}(t)}{dt} \quad (5.1)$$

$$i_{Lin}(t) = C_{in} \cdot \frac{dv_{Cin}(t)}{dt} \quad (5.2)$$

Substituindo (5.2) em (5.1), obtém-se (5.3).

$$V_B = v_{Cin}(t) - L_{in} \cdot C_{in} \cdot \frac{d^2 v_{Cin}(t)}{dt^2} \quad (5.3)$$

As condições iniciais respectivas a esta etapa de operação são:

$$\begin{aligned} V_{Cin}(0) &= V_{Cin}(t_0) \\ I_{Lin}(0) &= I_{Lin}(t_0) \end{aligned} \quad (5.4)$$

Resolvendo-se a equação diferencial (5.3), obtém-se a tensão no capacitor “charge pump”, representada pela equação (5.5).

$$v_{Cin}(t) = V_B - (V_B - V_{Cin}(t_0)) \cdot \cos \omega_0(t - t_0) - Z_0 \cdot I_{Lin}(t_0) \cdot \sin \omega_0(t - t_0) \quad (5.5)$$

Onde  $Z_0$  representa a impedância característica e  $\omega_0$  a frequência de ressonância.

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_{in}}{C_{in}}} \quad (5.6)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{in} \cdot C_{in}}} \quad (5.7)$$

Substituindo-se a equação (5.5) em (5.2) e resolvendo-se a equação diferencial, obtém-se a corrente no indutor ressonante.

$$i_{Lin}(t) = I_{Lin}(t_0) \cdot \cos \omega_0(t - t_0) - \frac{V_B - V_{Cin}(t_0)}{Z_0} \cdot \sin \omega_0(t - t_0) \quad (5.8)$$

A tensão  $V_a$  é definida pela equação (5.9).

$$v_a(t) = V_B - v_{Cin}(t) \quad (5.9)$$

Substituindo (5.5) em (5.9), obtém-se:



$$v_a(t) = (V_B - V_{Cin}(t_0)) \cdot \cos \omega_o(t - t_0) - Z_0 \cdot I_{Lin}(t_0) \cdot \sin \omega_o(t - t_0) \quad (5.10)$$

### 5.3.2 Segunda Etapa ( $t_1 < t < t_2$ )

Com a entrada em condução do diodo de grampeamento D5,  $V_a$  é grampeada na tensão do barramento  $V_B$ . A corrente no indutor ressonante  $L_{in}$  diminui linearmente até zero em  $t_2$ , onde D5 é naturalmente bloqueado. O circuito equivalente é mostrado na Fig. 5-4.

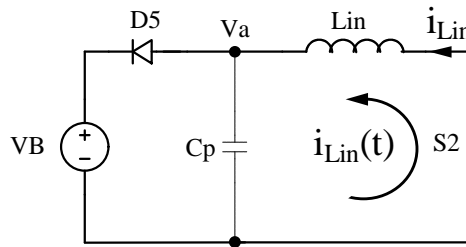


Fig. 5-4 – Segunda etapa ( $t_1 < t < t_2$ ).

A corrente no indutor ressonante é definida pela equação (5.11), onde  $I_{Lin}(t_1)$  representa a condição inicial.

$$i_{Lin}(t) = I_{Lin}(t_1) - \frac{V_B}{L_{in}} \cdot (t - t_1) \quad (5.11)$$

### 5.3.3 Terceira Etapa ( $t_2 < t < t_3$ )

Com o bloqueio do diodo D5,  $C_p$  forma um tanque ressonante com o indutor  $L_{in}$ , iniciando seu processo de descarga até o instante em que a tensão  $V_a$  torna-se menor que o módulo da tensão de entrada  $|V_{in}|$ , polarizando diretamente o diodo  $D_x$ , pois  $C_{in}$  encontra-se descarregado. Este intervalo é muito curto devido ao capacitor  $C_p$  apresentar um pequeno valor, resultando em uma alta frequência de ressonância entre  $C_p$  e  $L_{in}$ . Durante este intervalo a corrente no indutor começa a evoluir em função do tempo no sentido reverso. O circuito equivalente é apresentado na Fig. 5-5.

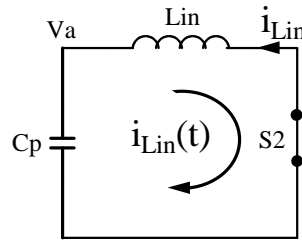


Fig. 5-5 – Terceira etapa ( $t_2 < t < t_3$ ).

As condições iniciais para a corrente no indutor ressonante e a tensão no capacitor Cp são:

$$\begin{aligned} V_{Cp}(0) &= V_B \\ I_{Lin}(0) &= 0 \end{aligned} \quad (5.12)$$

A corrente no indutor ressonante e a tensão Va durante esta etapa de operação tem seu comportamento apresentados pelas equações (5.13) e (5.14).

$$i_{Lin}(t) = -\frac{V_B}{Z_1} \cdot \sin w_1(t - t_2) \quad (5.13)$$

$$v_a(t) = V_B \cdot \cos w_1(t - t_2) \quad (5.14)$$

Onde:

$$Z_1 = \sqrt{\frac{L_{in}}{Cp}} \quad (5.15)$$

$$w_1 = \frac{1}{\sqrt{L_{in} \cdot Cp}} \quad (5.16)$$

No instante  $t=t_3$ , a tensão Va torna-se igual à tensão de entrada  $|V_{in}|$ , o tempo  $t_2$  é igual a  $\pi$ . Substituindo  $|V_{in}|$  e  $\pi$  na equação (5.14) determina-se o tempo na qual esta etapa de operação termina. A equação (5.17) representa o tempo  $t_3$ .

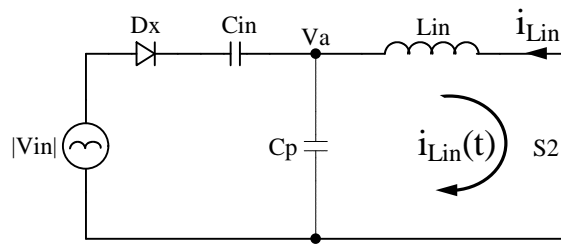
$$t_3 = \frac{\left( w_1 \pi + \cos^{-1} \left( \frac{|v_{in}|}{V_B} \right) \right)}{w_1} \quad (5.17)$$

Substituindo a equação (5.17) em (5.13), obtém-se a corrente no instante  $t_3$ .

$$I_{Lin}(t_3) = \frac{-V_B}{Z_1} \cdot \sqrt{1 - \frac{|v_{in}|^2}{V_B^2}} \quad (5.18)$$

### 5.3.4 Quarta Etapa ( $t_3 < t < t_4$ )

Com a entrada em condução do diodo Dx, o capacitor Cin inicia seu processo de carga, absorvendo energia da fonte de entrada  $|V_{in}|$ . Como a tensão em Cin está aumentando, a tensão  $V_a$  diminui de forma senoidal, pois  $V_a = |V_{in}| - V_{Cin}$ . O capacitor Cin com o indutor Lin formam um tanque ressonante. A corrente no indutor ressonante evolui em função do tempo até atingir seu valor máximo no final desta etapa. Esta etapa de operação termina com o bloqueio do interruptor S2 e o comando de S1. O circuito equivalente é apresentado na Fig. 5-6.



**Fig. 5-6 – Quarta etapa ( $t_3 < t < t_4$ ).**

Durante este intervalo de tempo a tensão no capacitor Cin, a corrente no indutor ressonante e a tensão  $V_a$  são respectivamente:

$$i_{Lin}(t) = -\frac{|v_{in}|}{Z_0} \cdot \sin \omega_0(t - t_3) - I_{Lin}(t_3) \cdot \cos \omega_0(t - t_3) \quad (5.19)$$

$$v_{cin}(t) = |v_{in}| \cdot (1 + \cos \omega_0(t - t_3)) + Z_0 \cdot I_{Lin}(t_3) \cdot \sin \omega_0(t - t_3) \quad (5.20)$$

$$v_a(t) = |v_{in}| \cdot \cos \omega_0(t - t_3) + Z_0 \cdot I_{Lin}(t_3) \cdot \sin \omega_0(t - t_3) \quad (5.21)$$

O termo  $I_{Lin}(t_3)$  representa a corrente inicial para esta etapa de operação, e é definido pela equação (5.18).

### 5.3.5 Quinta Etapa ( $t_4 < t < t_5$ )

Com a entrada em condução do interruptor S1, o sentido da corrente no indutor ressonante mantém o diodo Dx conduzindo e o capacitor Cin carregando, fazendo desta forma com que a tensão Va diminua. A corrente de linha de entrada é igual à corrente no indutor ressonante Lin durante este intervalo de tempo, que por sua vez diminui devido à tensão imposta por  $|V_{in}|$ ,  $V_{Cin}$  e VB. No instante de tempo na qual a tensão em Cin torna-se ligeiramente maior que a tensão de entrada, o diodo de grampeamento D6 ficará polarizado diretamente, passando para a próxima etapa de operação. O circuito equivalente é mostrado na Fig. 5-7.

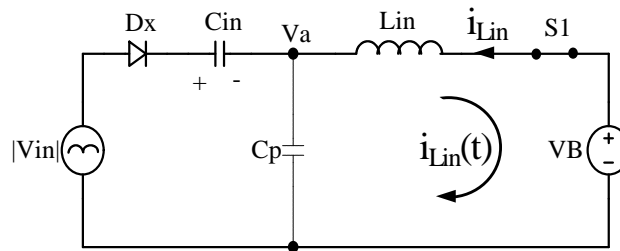


Fig. 5-7 – Quinta etapa ( $t_4 < t < t_5$ ).

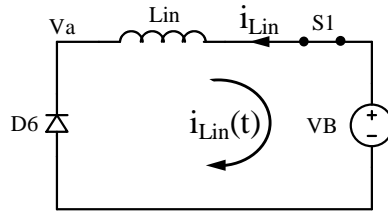
A tensão no capacitor “charge pump” e a corrente no indutor ressonante são definidas pelas equações (5.22) e (5.23).

$$v_{Cin}(t) = |v_{in}| - V_B - (|v_{in}| - V_B - V_{Cin}(t_3)) \cdot \cos \omega_0(t - t_4) - I_{Lin}(t_3) \cdot Z_0 \cdot \sin \omega_0(t - t_4) \quad (5.22)$$

$$i_{Lin}(t) = I_{Lin}(t_3) \cdot \cos \omega_0(t - t_4) + \frac{V_B - |v_{in}| + V_{Cin}(t_3)}{Z_0} \cdot \sin \omega_0(t - t_4) \quad (5.23)$$

### 5.3.6 Sexta Etapa ( $t_5 < t < t_6$ )

Com a entrada em condução do diodo de grampeamento D6, o diodo Dx bloqueia-se naturalmente e a tensão do barramento é aplicada sobre o indutor Lin, fazendo com que a corrente reduza linearmente. Esta etapa termina quando a corrente no indutor ressonante torna-se zero, bloqueando o diodo D6. O circuito equivalente é mostrado na Fig. 5-8.



**Fig. 5-8 – Sexta etapa ( $t_5 < t < t_6$ ).**

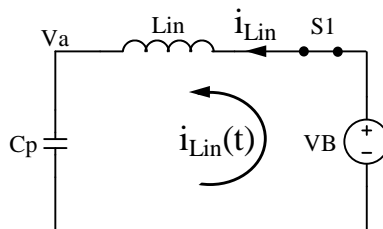
Durante esta etapa, a corrente no indutor e a tensão em Cin são definidas pelas equações (5.24) e (5.25).

$$i_{Lin}(t) = -\frac{V_B}{Z_1} \cdot \sin w_1(t - t_5) \quad (5.24)$$

$$v_a(t) = 0 \quad (5.25)$$

### 5.3.7 Sétima Etapa ( $t_6 < t < t_7$ )

Com o bloqueio do diodo D6, Cp irá ressonar com o indutor Lin, fazendo com que a tensão Va aumente.  $V_{Cin}$  permanece constante e igual a  $|V_{in}|$  durante este período. No instante em que  $V_a + V_{Cin}$  for ligeiramente maior que a tensão do barramento, o diodo Dy é polarizado diretamente, passando para a próxima etapa. O circuito equivalente é apresentado na Fig. 5-9.



**Fig. 5-9 – Sétima etapa ( $t_6 < t < t_7$ ).**

As condições iniciais para esta etapa de operação são:

$$\begin{aligned} V_{Cp}(0) &= 0 \\ I_{Lin}(0) &= 0 \end{aligned} \quad (5.26)$$

A corrente no indutor e a tensão  $V_a$  são representadas pelas equações (5.27) e (5.28).

$$i_{Lin}(t) = \frac{V_B}{Z_1} \cdot \sin w_1(t - t_6) \quad (5.27)$$

$$v_a(t) = V_B \cdot (1 - \cos w_0(t - t_6)) \quad (5.28)$$

### 5.3.8 Oitava Etapa ( $t_7 < t < t_8$ )

Com a entrada em condução do diodo  $D_y$ , o capacitor  $C_{in}$  entra em ressonância com o indutor  $L_{in}$ , fazendo com que a tensão  $V_{Cin}$  diminua e  $V_a$  aumente. A corrente no indutor aumenta de forma senoidal. Esta etapa termina em  $t_8$  com a abertura de  $S1$ , dando início ao próximo ciclo de comutação. O circuito equivalente é apresentado na Fig. 5-10.

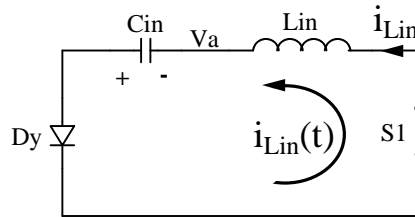


Fig. 5-10 – Oitava etapa ( $t_7 < t < t_8$ ).

Analisando esta etapa de operação, verifica-se que a condição inicial da corrente no indutor ressonante é igual à apresentada na equação (5.18), porém com o sentido contrário, desta forma a corrente inicial é dada por:

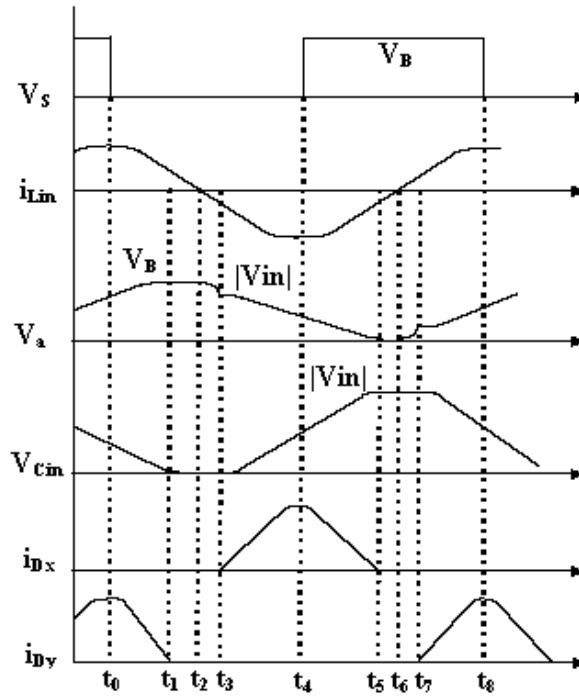
$$I_{Lin}(t_7) = \frac{V_B}{Z_1} \cdot \sqrt{1 - \frac{|v_{in}|^2}{V_B^2}} \quad (5.29)$$

A corrente no indutor ressonante e a tensão no capacitor são dadas por:

$$i_{Lin}(t) = I_{Lin}(t_7) \cdot \cos w_0(t - t_7) - \frac{V_B}{Z_0} \cdot \sin w_0(t - t_7) \quad (5.30)$$

$$v_{Cin}(t) = V_B \cdot \cos w_o(t - t_7) - Z_0 \cdot I_{Lin}(t_7) \cdot \sin w_o(t - t_7) \quad (5.31)$$

As principais formas de ondas relevantes do reator em um período de comutação são apresentadas na Fig. 5-11.



**Fig. 5-11 – Principais formas de ondas para um período de comutação.**

Analisando-se a forma de onda da tensão no capacitor  $C_{in}$ , pode-se perceber que a máxima tensão na qual o capacitor será submetido é a própria tensão de entrada  $|V_{in}|$ . Desta forma, a variação da carga do capacitor é definida como sendo:

$$\begin{aligned} \Delta Q &= C_{in} \cdot (V_{Cin\max} - V_{Cin\min}) \\ \Delta Q &= C_{in} \cdot (|v_{in}| - 0) = C_{in} \cdot |v_{in}| \end{aligned} \quad (5.32)$$

Outro detalhe importante é que a variação da carga do capacitor é dependente da corrente de entrada do reator, com isso, pode-se definir a equação da corrente de entrada como sendo:

$$i_{Dxmed} = \frac{\Delta Q}{T_s} = C_{in} \cdot f_s \cdot |v_{in}| \quad (5.33)$$

Através da análise das etapas de operação do reator eletrônico e da Fig. 5-11, pode ser verificado que a corrente na entrada do reator ( $i_{Dx}$ ) é aproximadamente igual à corrente no indutor ressonante no intervalo de tempo entre  $t_3$  a  $t_5$ . Desta maneira, pode-se obter a

corrente média na entrada do reator integrando a corrente no indutor ressonante neste intervalo de tempo.

$$i_{Dxmed} = \frac{1}{T_S} \cdot \int_{t_3}^{t_5} |I_{Lin}(t)| \cdot dt \quad (5.34)$$

Substituindo-se a corrente no indutor ressonante para o intervalo de tempo compreendido entre  $t_3$  a  $t_5$  na equação (5.34) e, resolvendo-se a integral, obtém-se:

$$i_{Dxmed} = \frac{1}{4} \cdot \left( \frac{|v_{in}|}{Z_0} \cdot \sin\left(\frac{\omega_0 T_S}{4}\right) - \frac{V_B}{Z_1} \cdot \sqrt{1 - \frac{|v_{in}|^2}{V_B^2}} \cdot \cos\left(\frac{\omega_0 T_S}{4}\right) \right) \quad (5.35)$$

Como o capacitor  $C_p \ll C_{in}$ , resultando em  $Z_1 \gg Z_0$ , o segundo termo da equação (5.35) pode ser desprezado. Portanto a corrente de entrada pode ser diretamente obtida pela equação (5.36).

$$i_{Dxmed} = \frac{|v_{in}|}{4 \cdot Z_0} \quad (5.36)$$

A equação (5.36) mostra que a corrente de entrada depende do comportamento da tensão, com isso, a corrente irá seguir a tensão, obtendo-se alto fator de potência.

Pelo balanço de potência entre a entrada e a saída, a potência de entrada pode ser dada pela equação (5.37) que leva em consideração o rendimento ( $\eta$ ) da estrutura.

$$P_{in} = \frac{P_{out}}{\eta} \quad (5.37)$$

Com isso, a corrente média de entrada é definida pela equação (5.38).

$$i_{Dxmed} = \frac{2 \cdot P_{out}}{\eta \cdot V_{inpk}^2} \cdot |v_{in}| \quad (5.38)$$

Onde  $V_{inpk}$  representa a tensão de entrada de pico.

Substituindo-se a equação (5.33) em (5.38), obtém-se a equação (5.39) que determina o valor do capacitor  $C_{in}$  em função de variáveis conhecidas do sistema.

$$C_{in} = \frac{2 \cdot P_{out}}{\eta \cdot f_S \cdot V_{inpk}^2} \quad (5.39)$$



Substituindo-se as equações (5.6), (5.33) e (5.39) em (5.36), obtém-se o indutor ressonante definido pela equação (5.40).

$$L_{in} = \frac{h.V_{inpk}^2}{32.f_s.P_{out}} \quad (5.40)$$

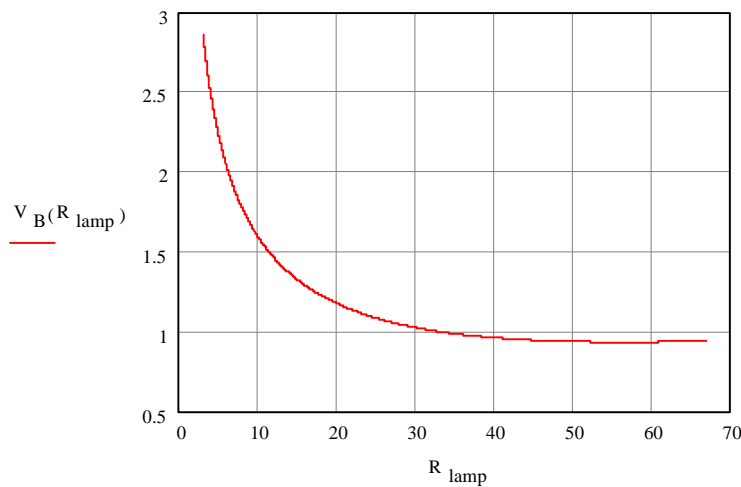
## 5.4 Comportamento da Tensão do Barramento

Esta estrutura tem seu comportamento similar a um conversor elevador de tensão (“Boost”) operando em condução descontínua, ou seja, a tensão do barramento varia em função da carga. Além disso, sem carga o capacitor carrega-se continuamente.

Partindo-se do princípio que a tensão do barramento varia para manter constante a potência na carga, pode-se isolar o termo  $V_B$  na equação (2.16), para obter a equação que descreve o comportamento da tensão do barramento com a variação da resistência equivalente da lâmpada.

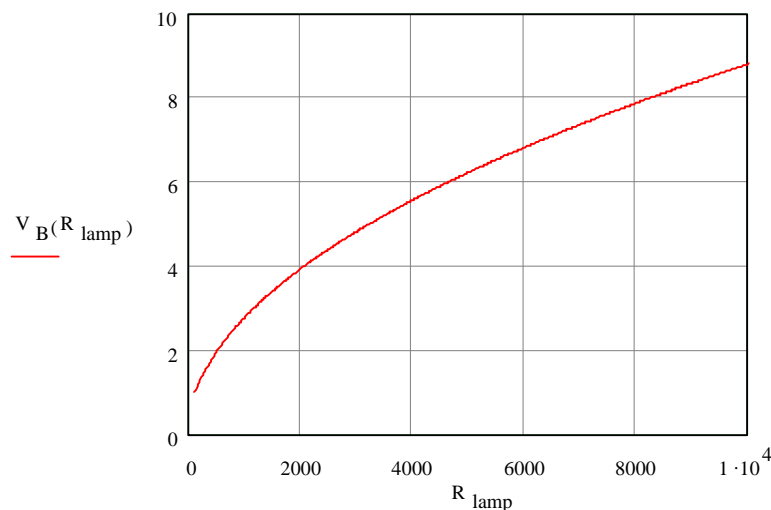
$$V_B = \left| \frac{\sqrt{2.p} \cdot (w_s.Cd.R_{lamp} - j + j.w_s^2.L_r.Cd) \cdot \sqrt{R_{lamp}.P_{out}}}{2.R_{lamp}.w_s.Cd} \right| \quad (5.41)$$

A Fig. 5-12 apresenta o comportamento da tensão normalizada em função da variação da resistência da lâmpada.



**Fig. 5-12 – Comportamento da tensão normalizada com a variação da resistência da lâmpada.**

A Fig. 5-13 apresenta o comportamento da tensão do barramento normalizada com a resistência tendendo ao infinito. A situação apresentada nesta figura ocorre quando a lâmpada não parte com a ignição, ou caso a mesma desligue.



**Fig. 5-13 – Comportamento da tensão normalizada sem carga.**

Para sanar este problema de sobre tensão no barramento, deverá ser utilizada uma técnica apropriada de controle e monitoramento do reator. Além disso, os interruptores deverão entrar em operação somente no momento que for fornecido o pulso de ignição para a lâmpada. Mais adiante esta técnica será analisada e tratada com maiores detalhes.

#### 5.4.1 Cálculo Físico do Indutor Lin

A escolha do tamanho do núcleo utilizado para confecção do indutor é realizada com base no produto das áreas ( $AeAw$ ), definido pela equação (5.42).

$$AeAw = \frac{L_{in} \cdot I_{Linpk} \cdot I_{Linef}}{k_w \cdot B_{max} \cdot J_{max}} \cdot 10^4 \quad (5.42)$$

Onde:

$k_w$	Fator de enrolamento;
$B_{max}$	Máxima densidade de fluxo magnético;
$J_{max}$	Máxima densidade de corrente.

Com a determinação do núcleo, alguns parâmetros podem ser obtidos diretamente de catálogos de fabricantes, sendo eles:

$AeAw$	Produto das áreas;
$Ae$	Área da perna central;
$Aw$	Área da janela do carretel;
$l_t$	Comprimento médio de uma espira

Definido os parâmetros acima, o número de espiras do indutor pode ser determinado pela equação (5.43):

$$N_{esp} = \frac{L_{in} \cdot I_{Linpk}}{B_{max} \cdot Ae} \cdot 10^4 \quad (5.43)$$

O dimensionamento do entreferro para evitar a saturação do núcleo é obtido pela equação (5.44).

$$lg = \frac{N_{esp}^2 \cdot \mu_0 \cdot Ae}{L_{in}} \cdot 10^{-2} \quad (5.44)$$

Para o cálculo da bitola do condutor e do número de condutores, deve ser levada em consideração a profundidade de penetração devido ao efeito pelicular. Desta forma, o diâmetro do condutor deve ser menor ou igual a duas vezes a profundidade de penetração obtido pela equação (5.45).

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} \quad (5.45)$$

Onde o fator “7,5” representa o coeficiente de penetração para uma temperatura de 100°C.

A área de cobre necessária para o condutor é determinada pela equação (5.46).

$$S_{cucond} = \frac{I_{Linef}}{J_{max}} \quad (5.46)$$

Definido o condutor elementar pela equação (5.45), pode-se determinar o número de condutores em paralelo dividindo-se a área de cobre total necessária, definida pela equação (5.46) pelo condutor adotado para satisfazer a condição da profundidade de penetração.

$$N_{cond} = \frac{S_{cucond}}{S_{condel}} \quad (5.47)$$

### 5.4.2 Capacitor do Barramento CB

Para ter-se baixa ondulação na tensão de saída (“ripple”), é necessária a presença de um capacitor  $C_B$  de alto valor. Segundo [4], o valor mínimo do capacitor pode ser calculado pela equação (5.48).

$$C_B = \frac{P_{out}}{2 \cdot f_r \cdot [(V_{Bmax})^2 - (V_{Bmin})^2]} \quad (5.48)$$

## 5.5 Circuito de Ignição

Conforme mencionou-se anteriormente, esta topologia sofre de elevadas tensões no capacitor do barramento se os interruptores forem comandados antes da ignição da lâmpada. Com isso, faz-se necessário o uso de um circuito de ignição comandado, onde este circuito deverá ser comandado no instante que for enviado pulsos de comando aos interruptores de potência. O circuito adotado é apresentado em [10] e mostrado na Fig. 5-14.

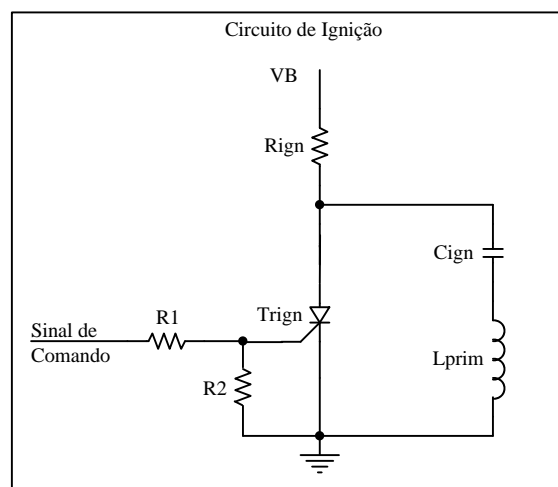


Fig. 5-14 – Circuito de ignição.

O circuito de ignição entra em operação a partir de um sinal de comando enviado ao tiristor Tign. Com a entrada em condução do tiristor, ocorre a descarga do capacitor Cign de forma ressonante sobre o primário do indutor Lr (Lprim), que com uma adequada relação de transformação impõe um pulso de alta tensão sobre a lâmpada. Quando a corrente se anula, o tiristor Tign é naturalmente bloqueado. Com isso, o capacitor Cign volta a carregar-se pelo resistor Rign. A largura do pulso de ignição é definida em função do capacitor Cign.

O sinal de comando deverá ser enviado somente após a carga do capacitor Cign, para garantir pulsos adequados à lâmpada. O tempo que o circuito deve aguardar pode ser determinado pela equação (5.49).

$$t_{ign} = 5.R_{ign}.C_{ign} \quad (5.49)$$

## 5.6 Circuito Detector de Pico

Estruturas que utilizam técnicas ativas para correção do fator de potência apresentam ondulação no capacitor do barramento com frequência igual ao dobro da frequência da alimentação. Esta ondulação não poderá deixar de existir, uma vez que se deseja obter na entrada corrente e tensão senoidal, o que resultará em uma potência instantânea variável no tempo. Isto pode ser facilmente explicado fazendo a seguinte analogia:

$$P_{in}(w.t) = V_{in}(w.t).I_{in}(w.t) \quad (5.50)$$

Onde:

$$V_{in}(w.t) = V_{inpk} \cdot \sin(w.t) \quad (5.51)$$

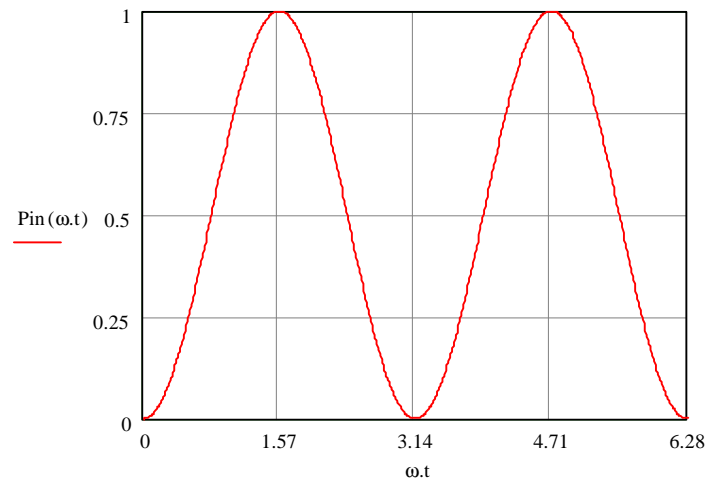
$$I_{in}(w.t) = I_{inpk} \cdot \sin(w.t) \quad (5.52)$$

Assim:

$$P_{in}(w.t) = V_{inpk} \cdot I_{inpk} \cdot \sin^2(w.t) \quad (5.53)$$

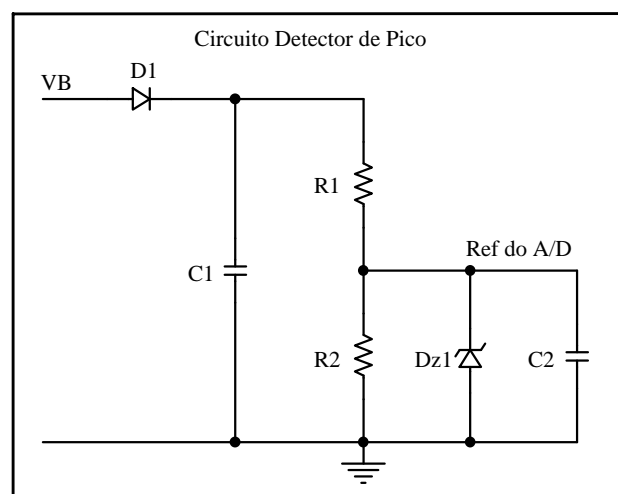
A Fig. 5-15 representa a potência instantânea de entrada para um período da rede. Verifica-se através dela que a potência é máxima no pico da senóide de entrada e mínima

na passagem por zero. O valor médio da potência instantânea é igual ao valor da potência entregue à carga. Portanto, quando a potência instantânea for maior que a potência média, a entrada estará fornecendo energia ao capacitor do barramento. Entretanto, se a potência estiver abaixo da média, o capacitor estará fornecendo energia à carga, descarregando-se.



**Fig. 5-15 – Potência instantânea para um período da rede.**

A amplitude desta ondulação é dependente da capacitância do capacitor do barramento  $C_B$ , e para não tornar muito volumoso este capacitor optou-se na utilização de um circuito detector de pico, de forma a suavizar a ondulação do sinal de realimentação que será utilizado posteriormente para controle da tensão do barramento. A Fig. 5-16 apresenta o circuito utilizado.



**Fig. 5-16 – Circuito detector de pico.**

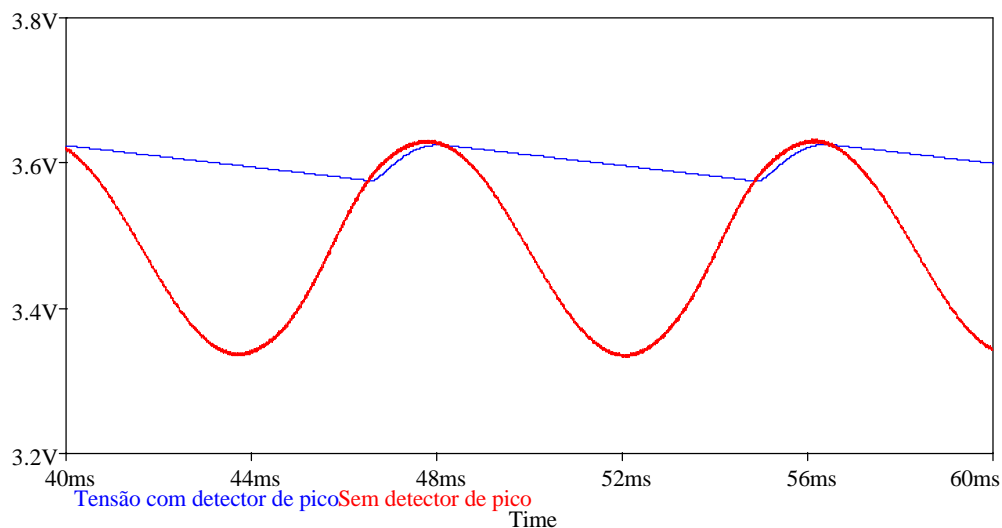
O funcionamento do circuito é similar ao funcionamento dos retificadores monofásicos, ou seja, no instante que a tensão do barramento  $V_B$  se igualar à tensão no capacitor  $C_1$ , o diodo  $D_1$  entra em condução, carregando o capacitor. Quando a tensão  $V_B$  for menor que a tensão no capacitor  $C_1$  o diodo  $D_1$  é bloqueado naturalmente e o capacitor fornece energia ao divisor resistivo. O capacitor  $C_1$  é obtido à partir da equação (5.54).

$$C_1 = \frac{P}{2 \cdot f_r \cdot (V_{C1\max}^2 - V_{C1\min}^2)} \quad (5.54)$$

Onde:

$$P = \frac{V_B^2}{R_1 + R_2} \quad (5.55)$$

A Fig. 5-17 apresenta o comparativo de um sinal de referência fornecido pelo circuito de detecção de pico e sem o circuito de detecção. Verifica-se através da figura que a ondulação diminui significativamente.



**Fig. 5-17 – Comparativo entre barramento e saída do detector de pico.**

No circuito os resistores  $R_1$  e  $R_2$  formam um divisor de tensão para adequar a tensão à entrada de um microcontrolador. O diodo zener  $Dz1$  limita a máxima tensão na entrada no microcontrolador, de forma a evitar que a entrada se danifique caso ocorra algum surto de tensão. O capacitor  $C_2$  é utilizado como filtro para altas frequências.

## **5.7 Comando e Controle do Reator Eletrônico**

Para tornar o circuito de comando e controle simples e com o menor número de componentes possíveis, foi utilizado o microcontrolador PIC16F873 da Microchip. O microcontrolador será responsável pelo controle e monitoração de toda estrutura. Suas principais funções serão:

- Gerar pulsos de tensão para o circuito de ignição, observando o tempo de carga do capacitor;
- Fornecer modulação PWM de forma complementar e com tempo morto para os interruptores de potência;
- Monitoração da tensão do barramento, através de uma entrada A/D (Analogico/Digital). Através desta monitoração o microcontrolador deverá tomar duas decisões:
  1. Bloquear a modulação PWM caso o valor monitorado pelo A/D ultrapassar um determinado limite. Esta operação se faz necessário para casos em que a lâmpada não venha a partir com a ignição, ou para casos em que a lâmpada possa apagar após já estar em funcionamento, o que elevaria a tensão do barramento e a destruição dos interruptores;
  2. Sinal de realimentação para o circuito de controle, de forma a manter constante a tensão do barramento frente às variações da resistência equivalente da lâmpada.

## **5.8 Principais Características do Microcontrolador**

O microcontrolador PIC 16F873 (Peripheral Interface Controller) da Microchip é um dispositivo de tecnologia RISC (Reduced Instruction Set Computer) de alto desempenho. Quando operado com uma frequência de clock de 20 MHz é capaz de executar uma instrução em 200ns. Segundo [15], as principais características apresentadas por este componente são:



### **5.8.1 Memória de Programa**

Tem a função de armazenar o conjunto de instrução que forma o programa. Possui memória do tipo FLASH, que pode ser gravada várias vezes. Possui capacidade de 4K x 14bits.

### **5.8.2 Memória de Dados**

A memória de dados do sistema é do tipo RAM, composta por dois bancos de 96 bytes. É utilizada para guardar todas as variáveis dos registradores especiais e de uso geral.

### **5.8.3 Memória EEPROM**

É uma memória não volátil de 128 bytes, que consegue manter as informações mesmo sem alimentação.

### **5.8.4 Portas de Entrada e Saída**

O microcontrolador possui um total de 22 entradas ou saídas, formadas pelas portas A, B e C. Todas as portas podem ser configuradas como entrada ou saídas através dos registradores TRISA, TRISB e TRISC. Alguns terminais de entrada ou saída são compartilhados com outros periféricos.

### **5.8.5 Periféricos**

Como periféricos pode-se citar:

- Cinco conversores analógicos para digital (A/D) de 10 bits;
- Três temporizadores;
- Dois módulos PWM/Captura/Comparação;
- Comunicação serial MSSP e USART;
- Um “watch dog timer” (WDT).

O microcontrolador PIC 16F873 é apresentado na Fig. 5-18.

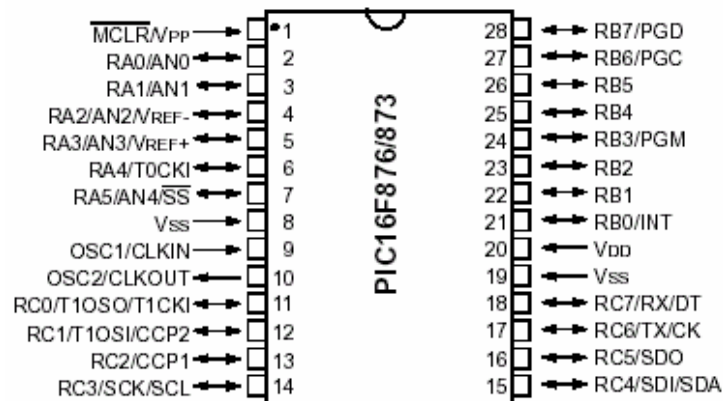


Fig. 5-18 – Estrutura do PIC 16F873.

## 5.9 Estrutura de Controle

Conforme visto anteriormente, a tensão do barramento varia em função da resistência da carga. Analisando-se o comportamento da potência de saída do filtro série ressonante em função da variação da frequência, chegou-se a conclusão que a melhor maneira de manter a tensão de saída constante seria variando-se a frequência de comutação. A Fig. 5-19 apresenta a potência que o filtro transfere para a saída em função da variação da frequência, para diferentes valores de  $R_{\text{lamp}}$ .

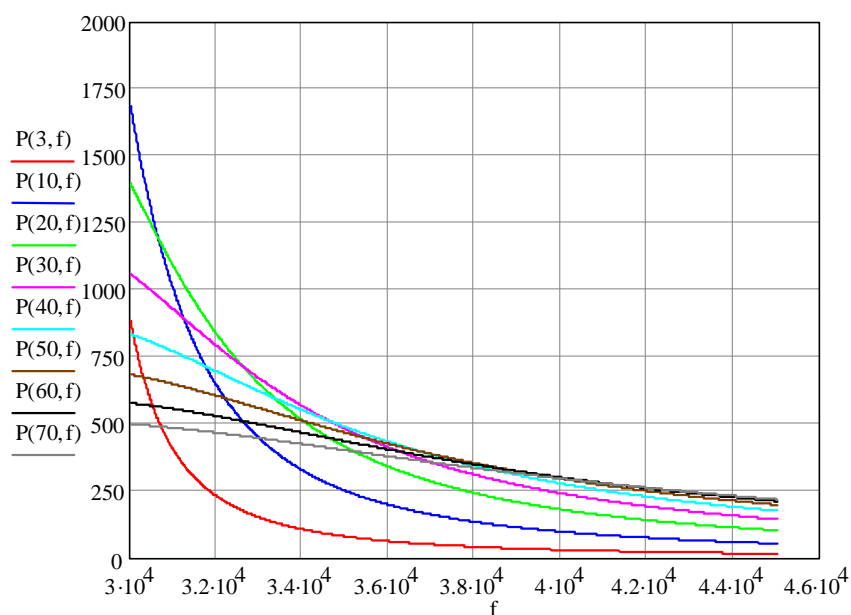
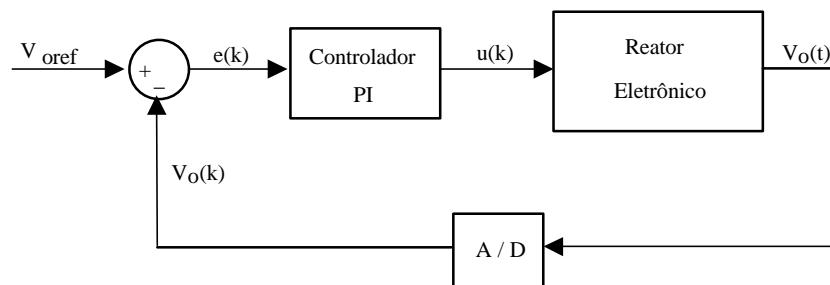


Fig. 5-19 – Potência de saída em função da frequência.

A tensão do barramento será mantida constante através de um controlador proporcional integral (PI) digital que atua variando a frequência de operação da modulação PWM. Desta forma, é possível compensar as variações na tensão da rede ou na tensão da lâmpada ao longo de sua vida útil.

A estrutura de controle é mostrada na Fig. 5-20. Nesta estrutura, a referência  $V_{oref}$  é comparada com o valor amostrado da tensão de saída  $V_o(k)$ . O erro  $e(k)$  gerado, é enviado ao controlador PI digital que produz como saída o sinal  $u(k)$ , responsável pelo comando do reator eletrônico.



**Fig. 5-20 – Estrutura de controle da tensão do barramento.**

A equação (5.56) é utilizada para implementar a rotina do controlador PI digital.

$$u(k) = u(k-1) + (K_p + K_i.T).e(k) - K_p.e(k-1) \quad (5.56)$$

O erro é definido como sendo:

$$e(k) = V_{oref} - V_o(k)$$

Onde:

$K_p$  Ganho proporcional do controlador;

$K_i$  Ganho integral do controlador;

$e(k)$  Erro do sistema de controle;

$u(k)$  Resposta do controlador.

## 5.10 Programa Principal

O programa principal pode ser dividido em cinco partes distintas:

1. Controle da partida da lâmpada;
2. Controle da tensão do barramento CC;
3. Controle da razão cíclica;
4. Interrupções;
5. Leitura da tensão do barramento.

### ***5.10.1 Controle da Partida da Lâmpada***

Para a construção das rotinas e da lógica do programa para a etapa de partida da lâmpada, foram observados três pontos importantes:

- A característica de elevação da tensão no barramento CC do circuito estando este, com os interruptores comutando e sem carga;
- Na partida, a lâmpada devido as suas características construtivas apresenta o comportamento de um circuito aberto;
- Qual parâmetro do circuito deve ser analisado para determinar o estado da carga após o intervalo de tempo pertinente a rotina de partida.

Tendo em mente estes aspectos do circuito, procura-se elaborar uma lógica de forma que o pulso de ignição seja aplicado logo após o início da comutação dos interruptores. A tensão do barramento CC é tomada como parâmetro para a partida ou não da lâmpada, pois no caso da ignição não eficaz, a mesma eleva-se a valores destrutivos.

Com isto, para a determinação da ignição arbitra-se valor limite mínimo (LVI) e máximo (LVS) para a tensão do barramento, desta forma defini-se que se 'NAQ' seqüências de amostras desta tensão pertencerem a este intervalo, a lâmpada será considerada acesa, caso contrário 'NP' novas tentativas de ignição serão efetuadas. Os testes referentes à sobre-tensão são efetuados seqüencialmente quatro vezes por questão de segurança. Além disso, é inserido um atraso entre as rotinas de partida e controle da tensão do barramento, este com intuito de aguardar a estabilização da tensão após a partida da lâmpada.

Na Fig. 5-21 tem-se apresentado o fluxograma referente a etapa de partida da lâmpada, o conteúdo desta figura representa tão somente a lógica, a qual representa a seqüência de ações/decisões tomadas a cada instante durante a execução desta parte do programa.

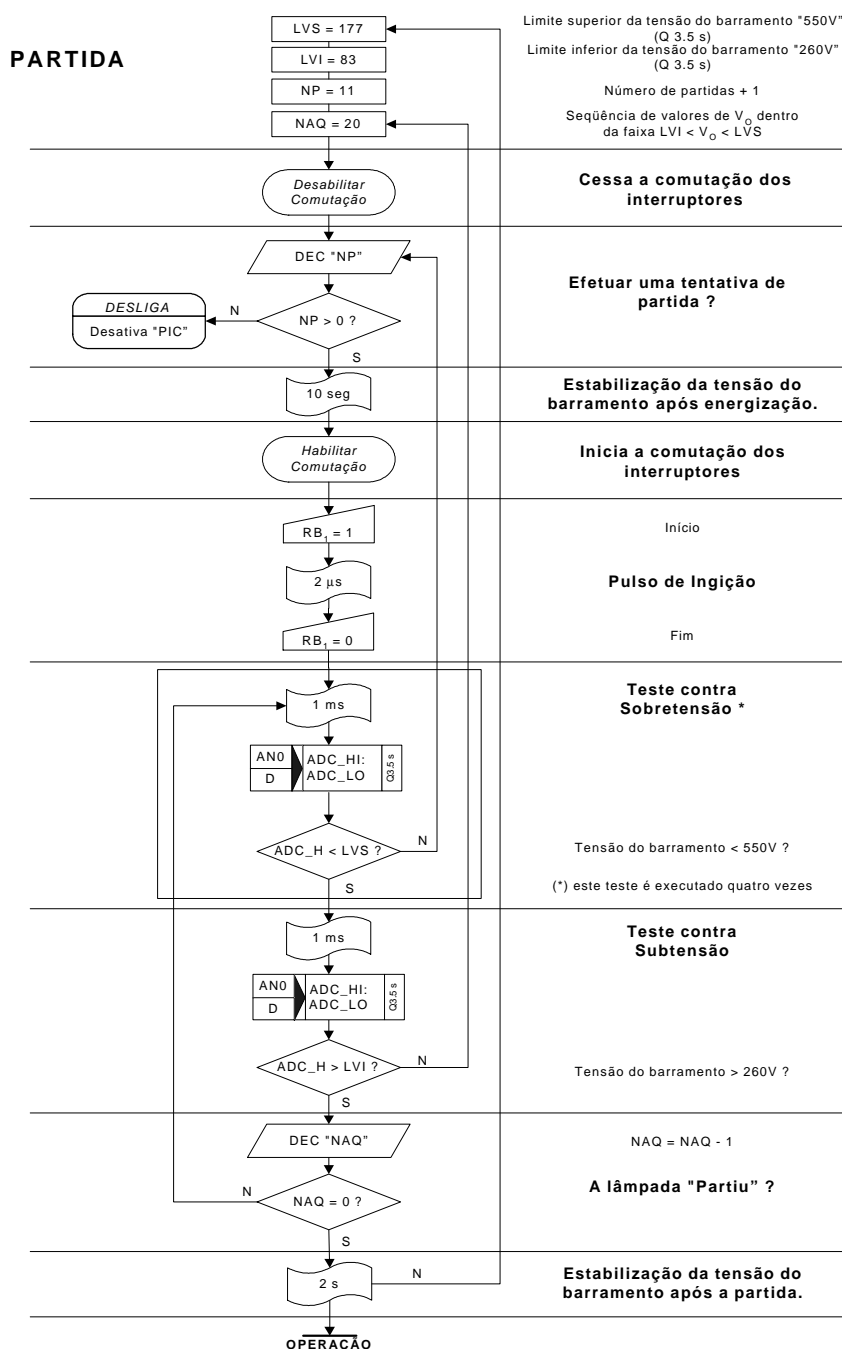


Fig. 5-21 – Fluxograma do controle da partida da lâmpada.

### 5.10.2 Controle da Tensão do Barramento CC

Essa rotina consiste na implementação da equação de controle (5.56).

O termo  $u(k)$  da equação representa o período da frequência de comutação dos interruptores, já que a tensão do barramento varia em função da frequência.

A maior preocupação quanto a esta etapa foi referente aos erros envolvidos no cálculo de  $u(k)$ , pois o microcontrolador utilizado não dispunha implementado em hardware, as multiplicações requeridas, e que o registrador denominado “acumulador” ou “W” possui apenas um “byte”.

Para solucionar estes problemas, implementou-se algoritmos de multiplicação fornecidos pelo fabricante do microcontrolador [14] e operou-se com mais de um “byte” para construir palavras de 16 bits, de forma que os produtos e as adições ou subtrações para os formatos escolhidos não apresentassem erros. A representação numérica adotada é no formato ponto fixo. Uma abordagem mais completa está apresentada em [29].

No entanto, o valor de entrada obtido através da leitura do conversor analógico digital (ADC) de 10 bits teve seu comprimento reduzido, por simplicidade, a apenas 8 bits (os oito mais significativos), ou seja, altera-se um número que arbitrou-se inicialmente tendo o formato Q3.7s (sem sinal) para o formato Q4.4c (com sinal) com isto produz-se um erro inicial  $e_i = 2^{-5} + 2^{-6} + 2^{-7} = 54,6875 \times 10^{-3}$ , o que considera-se desprezível e irrelevante mesmo porque o valor final fornecido a cada rotina de aquisição era oriundo de um processo de filtragem.

Outro erro de arredondamento surge ao final do cálculo da variável  $u(k)$ , pois, para utilizá-lo como período para a frequência de comutação despreza-se o “byte” menos significativo, pois o “Timer” utilizado no microcontrolador permite a utilização de apenas um “byte”. Com isto  $u(k)$  que possuía o formato Q6.10c passa ao formato Q6.2c e como consequência comete-se um novo erro de  $e_i = 2^{-3} + 2^{-4} \dots + 2^{-10} \cong 0,249$ .

Apesar de manter a atenção na questão do cálculo da equação de controle, durante o funcionamento do circuito ainda efetua-se, sempre que o microcontrolador encontrava-se ocioso, o monitoramento do nível superior de tensão do barramento. Promovendo o desligamento da lâmpada assim que uma das aquisições possuísse um valor superior a 550Volts (LVS).

Na Fig. 5-22 tem-se apresentado o fluxograma referente a rotina do controle da tensão do barramento, as observações contidas nesta figura em ordem referem-se ao seguinte:

1. O valor contido em “ADC\_HI” deve ser previamente ajustado para o formato Q4.4c;

2. A frequência de comutação pode ser obtida da seguinte forma:

$$F_{\text{comut}} = 1 / [(255 - \text{TPER}) \cdot T_{\text{CY}}], \text{ onde } T_{\text{CY}} = 200\text{ns}.$$

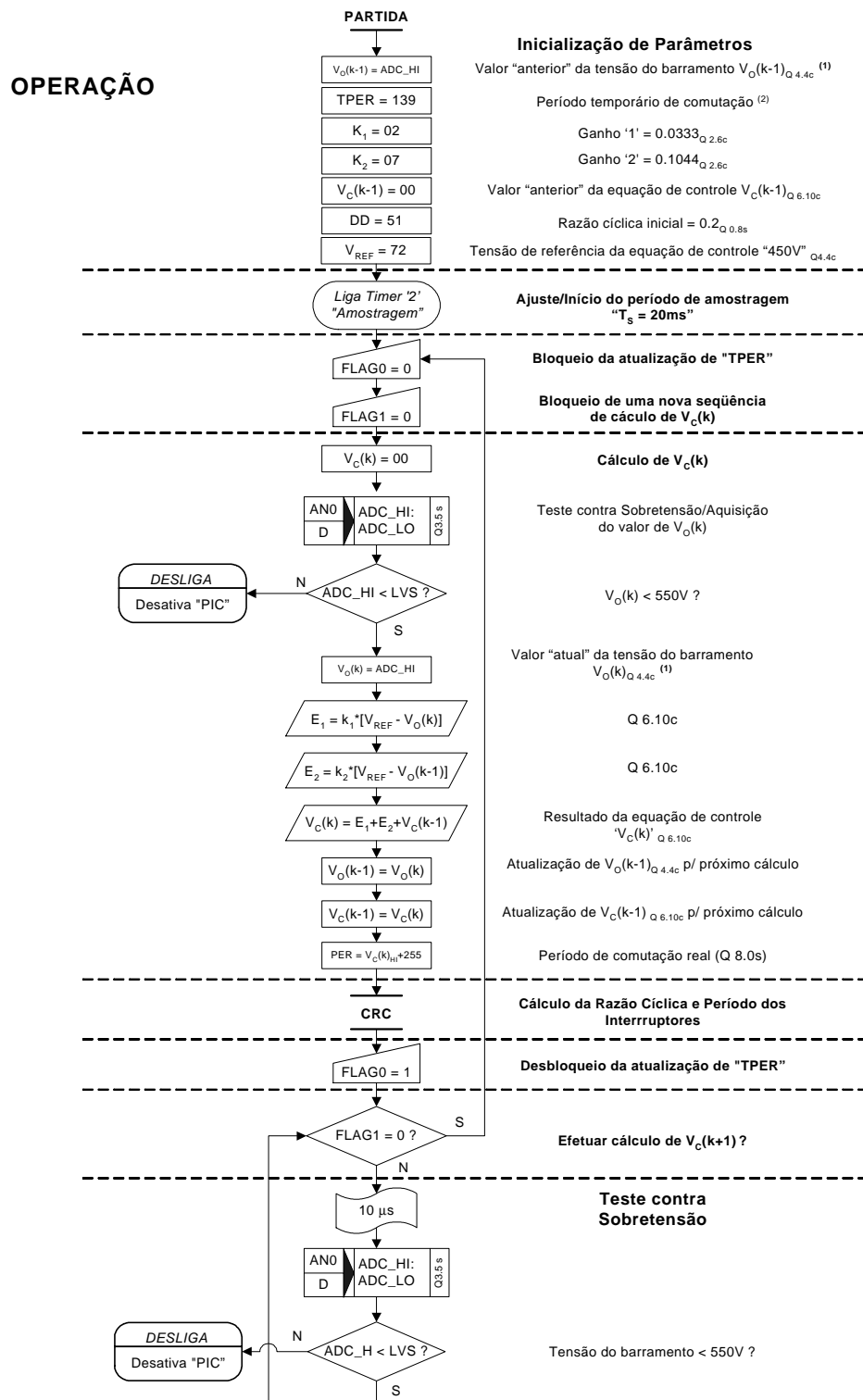


Fig. 5-22 – Fluxograma do controle da tensão do barramento.

### 5.10.3 Controle da Razão Cíclica

Devido à baixa impedância da lâmpada durante o intervalo de tempo necessário para ela alcançar o regime permanente, os interruptores eram submetidos a elevadas correntes. Com o intuito de amenizar este comportamento indesejado e partir de forma suave, implementou-se a elevação gradual da razão cíclica do PWM durante esse período de tempo.

Para tal, nesta rotina procedeu-se da seguinte forma: dada a ignição da lâmpada, com a comutação sendo efetuada com uma razão cíclica inicial (**D**) igual a 0,2, a partir daí dentro da rotina de controle da tensão do barramento (OPERAÇÃO) a cada 5,1 segundos, a razão cíclica é incrementada de  $2^{-7}$  (pois '**D**' foi digitalmente representado no formato Q0.8s) até que esta alcançasse cerca de 0,47, ao invés de 0,5, já que é necessário levar-se em consideração o tempo morto entre a mudança de estado dos interruptores. Este incremento ocorre durante cerca de 10 minutos.

A Fig. 5-23 apresenta o fluxograma do controle da razão cíclica, vale observar que a multiplicação efetuada para a obtenção do período dos interruptores, denominado "PER<sub>SI</sub>" foi implementada utilizando o código fornecido pela Microchip [14].

### 5.10.4 Interrupções

Apesar de possuir quatorze fontes de interrupções, o microcontrolador utilizado possui apenas um vetor de interrupção, ou seja, todas elas são direcionadas a um mesmo endereço a partir do qual são redirecionadas para o ponto específico do código onde serão testadas para identificação e tratadas. Isto implica que a rotina INTER na verdade constitui-se de outras sub-rotinas as quais efetivamente executam alguma operação. A seguir estão descritas às sub-rotinas para as interrupções utilizadas.



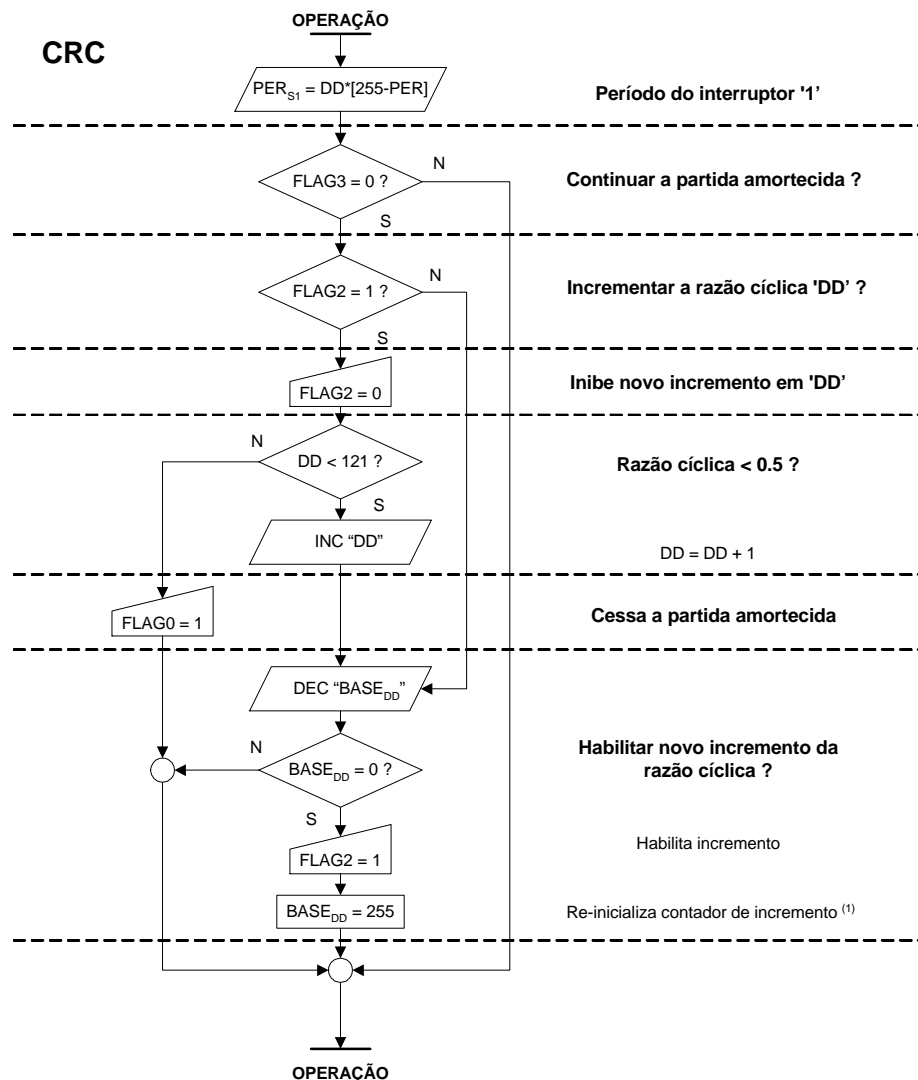


Fig. 5-23 – Controle da razão cíclica.

#### 5.10.4.1 CCP1

Esta interrupção quando detectada tem a função específica de inverter o estado das portas responsáveis pela geração dos pulsos do PWM, o que implica em ativar a porta que estava no estado “baixo” e desativar a que estava em estado “alto”. Ela é oriunda do módulo CCP1 (Captura, Comparação e PWM – porta 1).

O módulo CCP de maneira sucinta funciona da seguinte forma: a interrupção é gerada quando seus registradores CCPR1H:CCPR1L possuem o valor igual aos registradores do “timer 1” TMR1H:TMR1L, que necessita estar operando como temporizador.

#### **5.10.4.2 TIMER 1**

No caso da interrupção devido ao estouro do “timer 1”, esta será a sub-rotina executada. Em conjunto com o módulo CCP, este temporizador é responsável pela produção do PWM. Também é responsável pela atualização (não o cálculo) das variáveis utilizadas no PWM.

Funcionalmente o “timer 1” é um contador incremental, para que haja seu estouro basta basicamente ajustar seus registradores TMR1H:TMR1L com o valor desejado e de acordo com as especificações de pré-escalamento ajustadas, ele será incrementado até atingir o valor  $0xFFFF$ , instante no qual será produzida a interrupção.

Analisando a Fig. 5-24 observa-se que só é possível utilizar os novos valores de período para o PWM ao final do cálculo de  $u(k)$  e, como este é efetuado a cada 20ms (que é o período de amostragem do controlador digital), tem-se assim um atraso no comando da mesma ordem.

#### **5.10.4.3 TIMER 2**

Este temporizador é utilizado como base de tempo para o período de amostragem do sistema de controle.

Para o controlador projetado o período em questão foi de 20ms, no entanto com este “timer”, tem-se a possibilidade de obter tempos sempre inferiores ao solicitado, tendo em vista a frequência de operação do cristal utilizado (20MHz). Devido a isto fez-se com que a cada ocorrência da interrupção, referente a este periférico, o valor do registrador “BASE<sub>T2</sub>” fosse decrescido de uma unidade, assim conseguiu-se um período de aquisição igual a “BASE<sub>T2</sub>\* período do Timer 2”.

Quanto a forma de operação do “timer 2”, pode-se dizer que é um contador incremental (dependente de seu pré-escalar) que é reinicializado sempre que alcançar um valor igual ao contido no registrador especial PR2, neste instante dependendo do ajuste em seu “postscaler” o pedido de interrupção será efetuado ou não.

Na Fig. 5-24 tem-se o fluxograma pertinente a rotina das interrupções.

## INTER

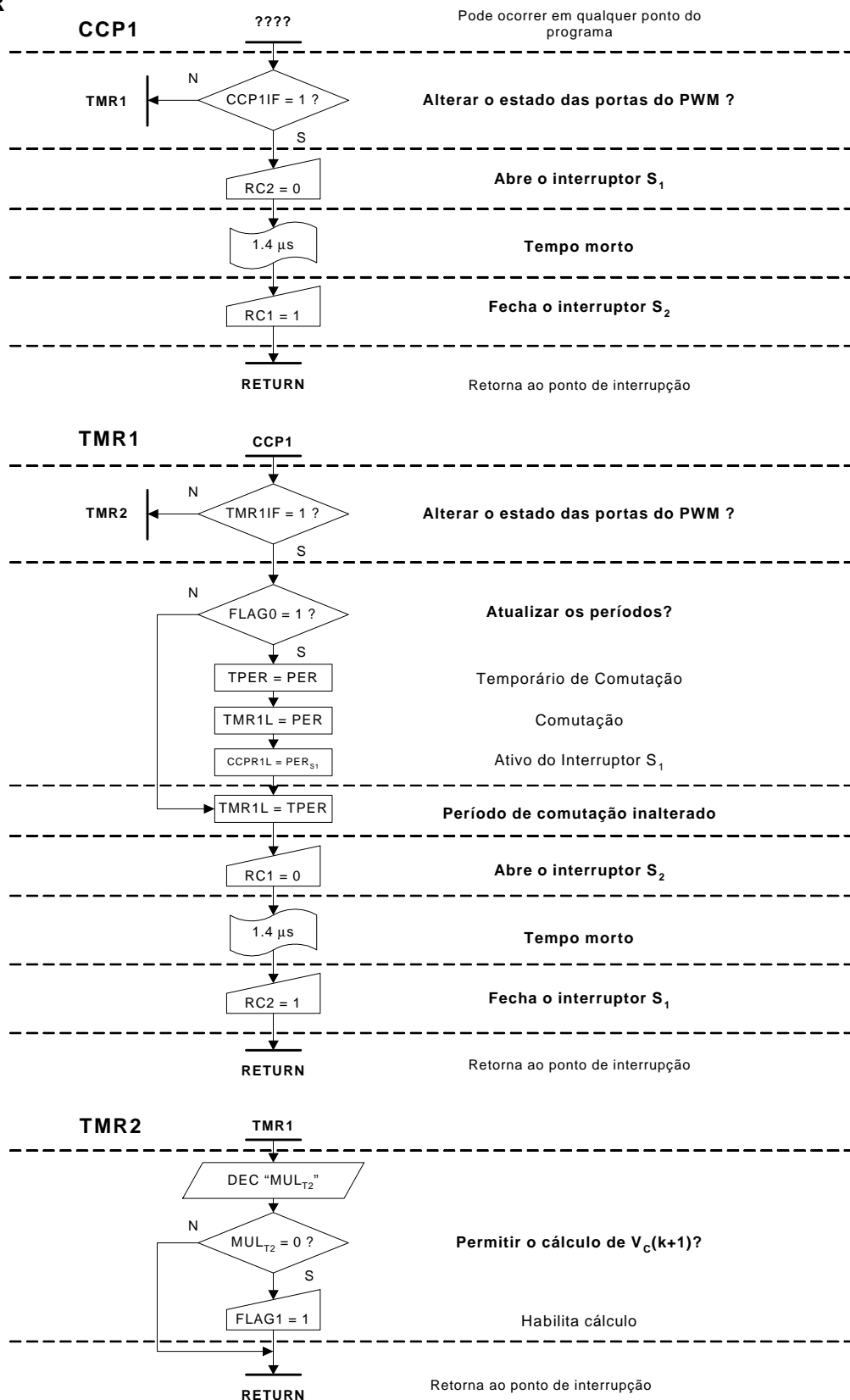


Fig. 5-24 –Interrupções.

### 5.10.5 Leitura da Tensão do Barramento

Esta rotina foi criada em um primeiro instante para efetuar uma aquisição da variável de entrada desejada, nesse caso a tensão do barramento. Devido a presença de ruídos de alta intensidade e frequência, em função essencialmente da comutação dos interruptores, necessita-se agregar um processo de filtragem digital, além da pré-filtragem efetuada pelo detector de pico, já descrito anteriormente.

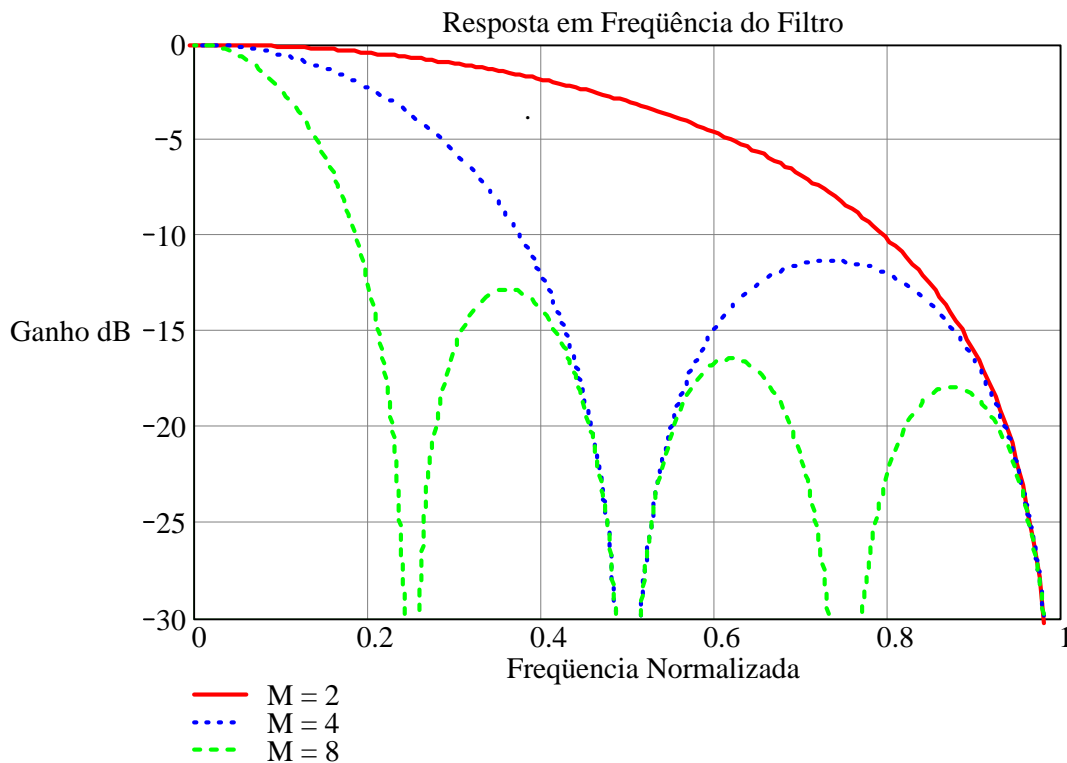
O filtro digital empregue foi do tipo média móvel devido a sua simplicidade e amplo uso [16], sua função no domínio amostrado está ilustrada na equação (5.57), onde,  $y[n]$  representa o valor de saída atual,  $M$  o tamanho da janela de amostras e  $x[n - k]$  o valor da amostra ' $n - k$ '.

$$y[n] = \frac{1}{M} \cdot \sum_{k=0}^{M-1} x[n-k] \quad (5.57)$$

Este tipo de filtro possui um comportamento passa-baixas, com isto as componentes em frequência de  $x[n]$  que forem superiores a sua frequência de corte serão fortemente atenuadas. De acordo com [16], tem-se que a magnitude da resposta em frequência de um filtro descrito por (5.57) é:

$$\left| H(e^{j\omega}) \right| = \left| \frac{1}{M} \cdot \frac{\sin\left(\frac{M\omega}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\omega}{2}\right)} \right| \quad (5.58)$$

Através da equação (5.58) construiu-se o gráfico da Fig. 5-25 que corresponde a resposta em magnitude do filtro para alguns valores de ' $M$ '.



**Fig. 5-25 – Resposta em frequência do filtro.**

Conforme já mencionado, este filtro foi implementado em conjunto com a leitura do ADC devido ao elevado ruído presente na entrada do conversor. Os parâmetros iniciais previstos foram uma atenuação de  $-20\text{dB}$  na banda de rejeição, frequência de amostragem de  $12,5\text{kHz}$  e frequência de corte uma década abaixo da comutação, no caso  $4\text{kHz}$ . Baseado nestes parâmetros chegou-se a conclusão que a escolha mais adequada seria de um filtro de oito amostras, que apesar de não atender a mínima atenuação na banda de passagem, para a implementação em software traz consigo algumas vantagens.

Baseando-se nos dados obtidos foi construída a rotina cuja lógica está apresentada na Fig. 5-26. Cabe apenas observar nesta rotina que apesar do resultado obtido ao final de sua execução estar no formato Q3.13s durante as aquisições o formato considerado para as aquisições foi o Q10.0s e para o somatório Q16.0s.

## LE\_TENSAO

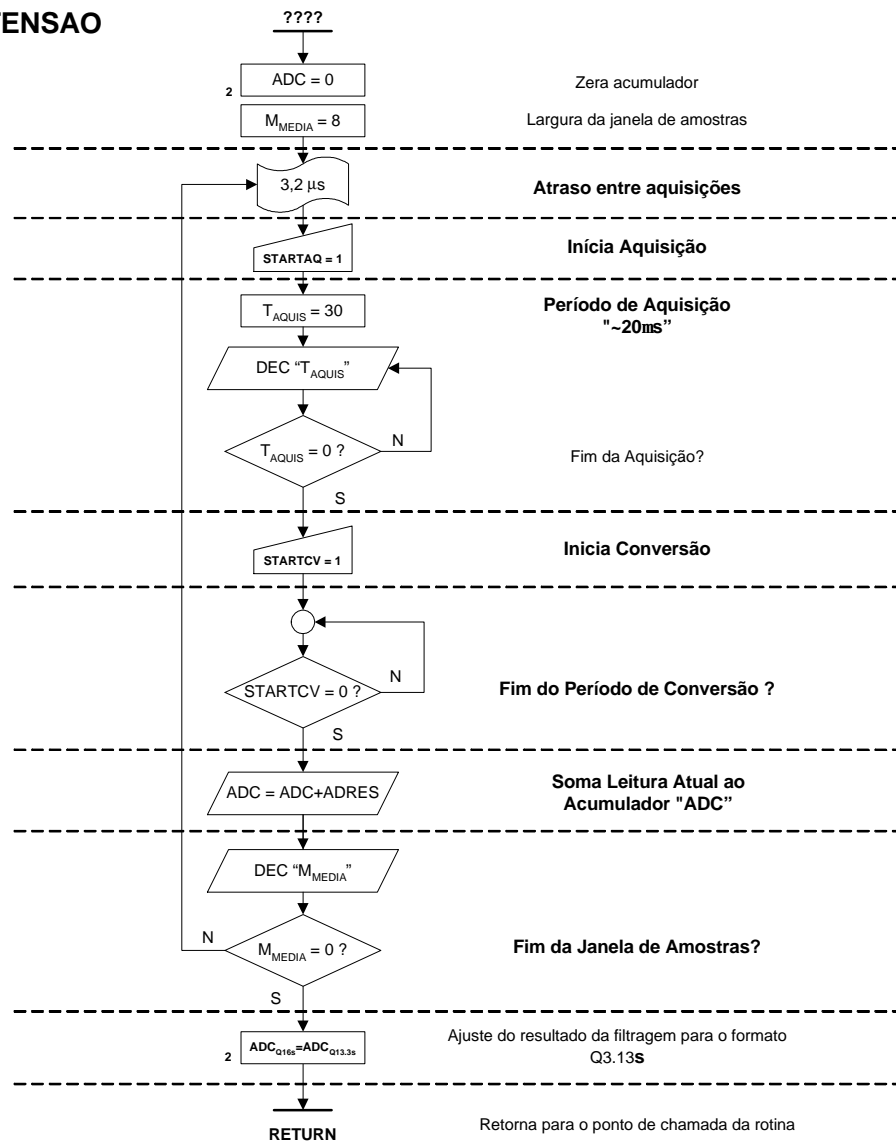


Fig. 5-26 – Fluxograma da leitura de tensão.

## 5.11 Conclusão

Apresentou-se neste capítulo o estudo teórico e analítico do reator eletrônico fonte de tensão “charge pump” com correção do fator de potência. Foram apresentadas as etapas de operação e formas de ondas mais relevantes para a compreensão da estrutura de potência. Através das etapas de operação, desenvolveu-se a análise matemática para determinar as equações dos componentes do estágio PFC em função de variáveis conhecidas.

A estrutura apresentou como inconveniente, elevadas variações na tensão do barramento devido ao comportamento da lâmpada. Para contornar este problema, desenvolveu-se uma técnica de comando e controle de forma a tornar o circuito confiável e seguro.

Apresentou-se também um circuito de ignição comandado e um circuito de detecção de pico.

## **CAPÍTULO 6 - PROJETO, SIMULAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO REATOR ELETRÔNICO VS-CPPFC**

### **6.1 Introdução**

Para comprovar os estudos até aqui realizados, este capítulo apresentará o projeto, simulações e resultados experimentais de um reator eletrônico fonte de tensão “charge pump” com correção do fator de potência microcontrolado. O capítulo será dividido em quatro etapas.

Na primeira etapa será desenvolvido o projeto para o dimensionamento das grandezas dos componentes, baseados nos capítulos 2 e 5. Com os resultados obtidos na etapa anterior serão efetuadas simulações da estrutura para comprovar o estudo teórico e o seu correto funcionamento.

Com a estrutura funcionando nas simulações, será iniciada a terceira etapa do projeto, onde esta consiste no projeto físico dos indutores, dimensionamento dos interruptores e escolha de um circuito de comando apropriado.

Por último, será implementado um protótipo em laboratório para comprovar o funcionamento e a metodologia de cálculo utilizado para o projeto da estrutura adotada para a alimentação da lâmpada.

### **6.2 Projeto dos Componentes do Estágio PFC**

Para o correto projeto dos componentes deverá ser levado em consideração as seguintes especificações:

$P_{out} = 250W$  Potência da lâmpada;

$V_{in} = 220V$  Tensão eficaz da alimentação;



$V_{lampi} = 90,8V$  Tensão da lâmpada no início da vida útil;

$V_{lampf} = 130V$  Tensão da lâmpada no final da vida útil;

$f_s = 40kHz$  Frequência de comutação;

$f_r = 60Hz$  Frequência da rede de alimentação;

$h = 0,8$  Rendimento estimado do reator;

$\Delta V_B = 15\%$  Ondulação da tensão do barramento;

$V_B = 420V$  Tensão do barramento.

O primeiro passo é obter o valor de pico da tensão de alimentação.

$$V_{inpk} = \sqrt{2} \cdot 220 = 311,13V \quad (6.1)$$

Definido a tensão de pico de entrada, calcula-se o capacitor “charge pump” e o indutor ressonante através das equações (5.39) e (5.40).

$$C_{in} = \frac{2 \cdot P_{out}}{h \cdot f_s \cdot V_{inpk}^2} = \frac{2 \cdot 250}{0,8 \cdot 40000 \cdot 311^2} = 162nF \quad (6.2)$$

$$L_{in} = \frac{h \cdot V_{inpk}^2}{32 \cdot f_s \cdot P_{out}} = \frac{0,8 \cdot 311^2}{32 \cdot 40000 \cdot 250} = 242\mu H \quad (6.3)$$

O capacitor do barramento  $C_B$  é determinado através da equação (3.46), que é obtido em função da ondulação desejada. A máxima e a mínima tensão são calculadas através das equações (6.4) e (6.5).

$$V_{Bmax} = V_B \cdot \left(1 + \frac{\Delta V_B}{2}\right) = 420 \cdot \left(1 + \frac{0,15}{2}\right) = 451,5V \quad (6.4)$$

$$V_{Bmin} = V_B \cdot \left(1 - \frac{\Delta V_B}{2}\right) = 420 \cdot \left(1 - \frac{0,15}{2}\right) = 388,5V \quad (6.5)$$

Assim:

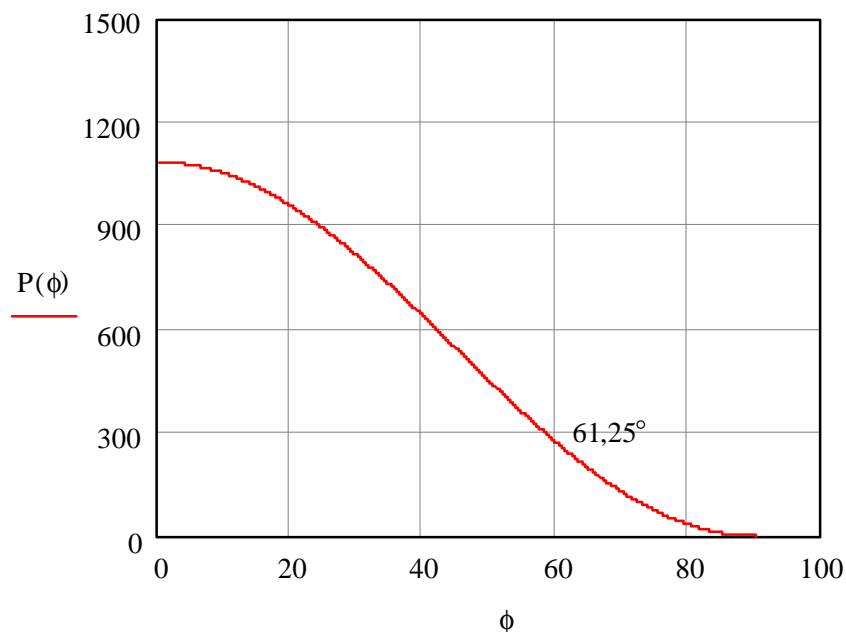
$$C_B = \frac{P_{out}}{2 \cdot f_r \cdot [(V_{Bmax})^2 - (V_{Bmin})^2]} = \frac{250}{2 \cdot 60 \cdot [(451,5)^2 - (388,5)^2]} = 39,37\mu F \quad (6.6)$$

### 6.3 Projeto do Filtro Série Ressonante

Para os cálculos dos componentes do filtro série ressonante será considerada a tensão do barramento especificado. O valor de 420V foi adotado, pois sua tensão máxima será 450V. Com isso, utilizando interruptores de 600V tem-se uma tolerância de 150V na qual o PIC deverá detectar uma sobre-tensão e bloquear os interruptores. O projeto será realizado considerando a lâmpada no início da vida útil. A resistência equivalente da lâmpada é obtida pela equação (6.7).

$$R_{lamp} = \frac{V_{lamp}^2}{P_{out}} = \frac{90,8^2}{250} = 33\Omega \quad (6.7)$$

A partir da resistência equivalente da lâmpada e da tensão do barramento, plota-se a potência entregue à lâmpada em função do ângulo de defasagem, para determinar em qual ângulo a potência equivale à potência nominal. Substituindo-se a resistência e a tensão do barramento na equação (2.15) e fazendo o ângulo variar de 0 a 90°, obtém-se a Fig. 6-1.



**Fig. 6-1 – Potência na lâmpada em função da defasagem.**

Através da Fig. 6-1, observa-se que a potência nominal ocorreu para um ângulo de

61,25°. Portanto, adotando-se um valor comercial para o capacitor Cd e substituindo-se o ângulo e o capacitor na equação (2.10), obtém-se o valor do indutor ressonante Lr.

$$Cd = 68nF$$

$$L_r = \frac{w_s \cdot Cd \cdot R_{lamp} \cdot \tan(f) + 1}{w_s^2 \cdot Cd} = \frac{251,33 \cdot 10^3 \cdot 68 \cdot 10^{-9} \cdot 33 \cdot \tan(61,25^\circ) + 1}{(251,33 \cdot 10^3)^2 \cdot 68 \cdot 10^{-9}} = 472,14 \mu H \quad (6.8)$$

Onde:

$$w_s = 2 \cdot p \cdot f_s = 2 \cdot p \cdot 40 \cdot 10^3 = 251,33k \text{ rad/s} \quad (6.9)$$

## 6.4 Projeto do Filtro de Entrada

Conforme mencionado no projeto anterior, a frequência de corte do filtro será situada a um quinto da frequência de comutação, com intuito de reduzir o peso, volume e custo do filtro. Portanto, a frequência de corte é obtida pela equação (6.10).

$$f_c = \frac{f_s}{5} = \frac{40 \cdot 10^3}{5} = 8kHz \quad (6.10)$$

A resistência equivalente do reator vista pelos terminais de saída do filtro é dada pela equação (2.34).

$$R_{eq} = \frac{h \cdot V_{in}^2}{P_{out}} = \frac{0,8 \cdot 220^2}{250} = 154,88 \Omega \quad (6.11)$$

Substituindo-se a resistência equivalente e adotando-se um fator de amortecimento de 0,7, determina-se através da equação (2.40) o valor do capacitor.

$$w_c = 2 \cdot p \cdot f_c = 2 \cdot p \cdot 8 \cdot 10^3 = 50,26k \text{ rad/s} \quad (6.12)$$

Assim:

$$C_f = \frac{1}{2 \cdot z \cdot R_{eq} \cdot w_c} = \frac{1}{2 \cdot 0,7 \cdot 154,88 \cdot 50,26 \cdot 10^3} = 91,75nF \quad (6.13)$$

Substituindo-se o valor do capacitor na equação (2.41), fica definido o indutor do filtro.

$$L_f = \frac{1}{\omega_c^2 \cdot C_f} = \frac{1}{(50,26 \cdot 10^3)^2 \cdot 91,75 \cdot 10^{-9}} = 4,315 \text{mH} \quad (6.14)$$

Com os valores obtidos e através do auxílio da equação (2.35) plota-se a função de transferência do filtro para verificar o comportamento do ganho em função da frequência. A Fig. 6-2 apresenta a margem de ganho do filtro.

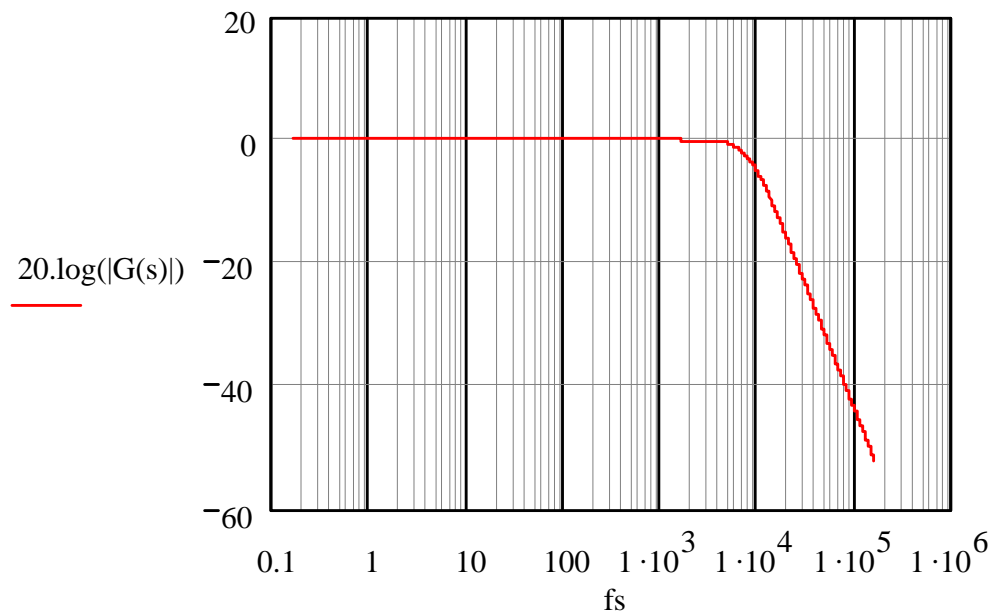


Fig. 6-2 – Margem de ganho do filtro.

## 6.5 Simulações do Reator VS-CPPFC

Com as grandezas dos componentes definidas, parte-se para as simulações numéricas, buscando a comprovação do estudo e da metodologia adotada. As simulações foram realizadas através do programa Orcad 9.2 e, considerando-se valores comerciais para os capacitores, de forma a facilitar na futura implementação do protótipo. A Fig. 6-3 apresenta o circuito utilizado para as simulações.

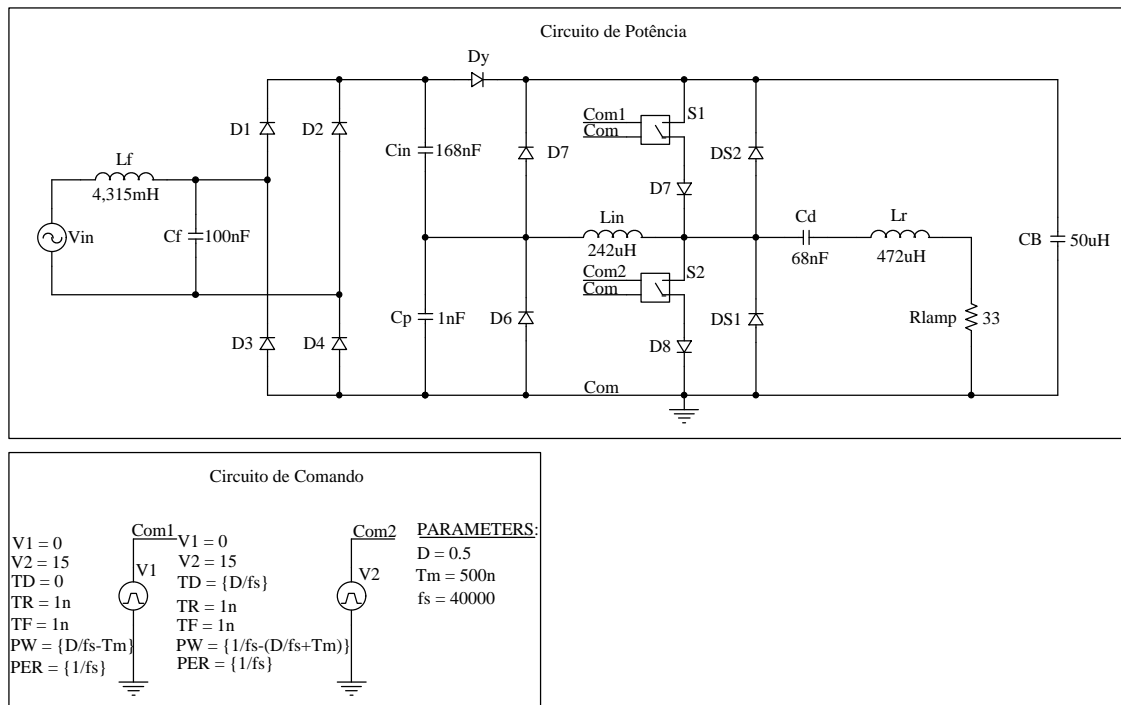


Fig. 6-3 – Circuito utilizado para as simulações.

A Fig. 6-4 apresenta os resultados obtidos para o comportamento da corrente e tensão na entrada e a tensão no barramento para o início da vida útil da lâmpada ( $R_{lamp}=33\Omega$ ).

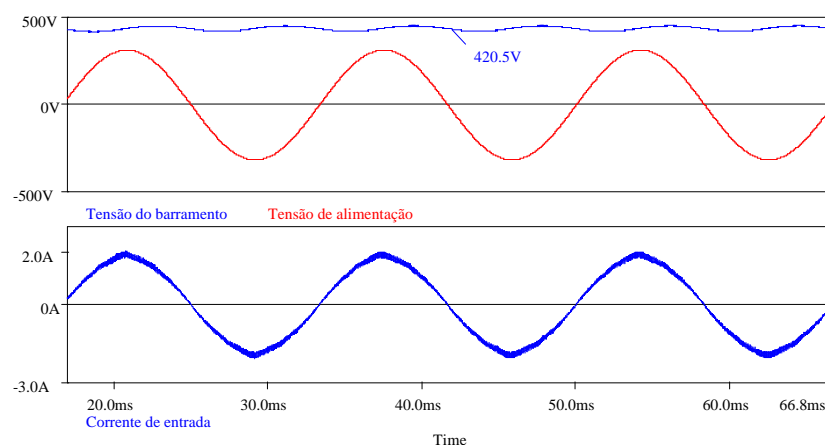
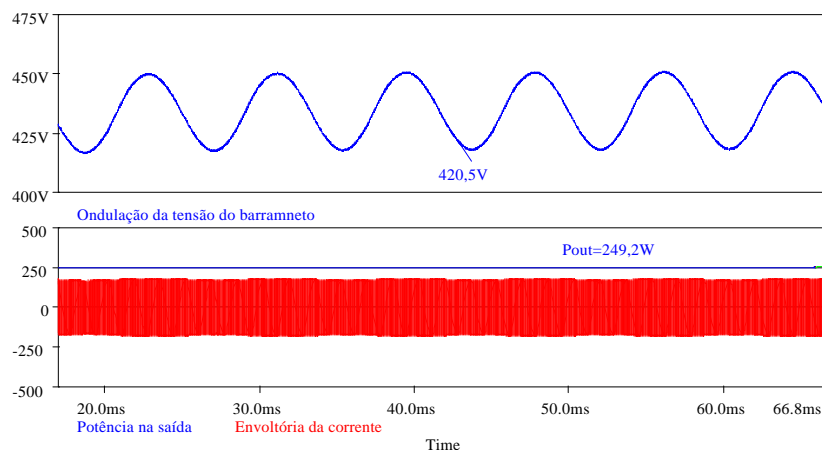


Fig. 6-4 – Tensão e corrente de entrada e tensão no barramento.

A Fig. 6-5 apresenta a ondulação da tensão do barramento que, conforme previsto, apresentou ondulação em 120Hz. Na parte inferior da figura são apresentadas a potência na

carga e a envoltória ampliada da corrente na carga. O fator de crista encontrado foi de 1,485 para a frequência da envoltória de 120Hz.



**Fig. 6-5 – Ondulação da tensão do barramento, potência e envoltória da corrente na carga.**

A tabela 6-1 apresenta o resultado da análise harmônica para as principais harmônicas, analisando-se até a centésima harmônica.

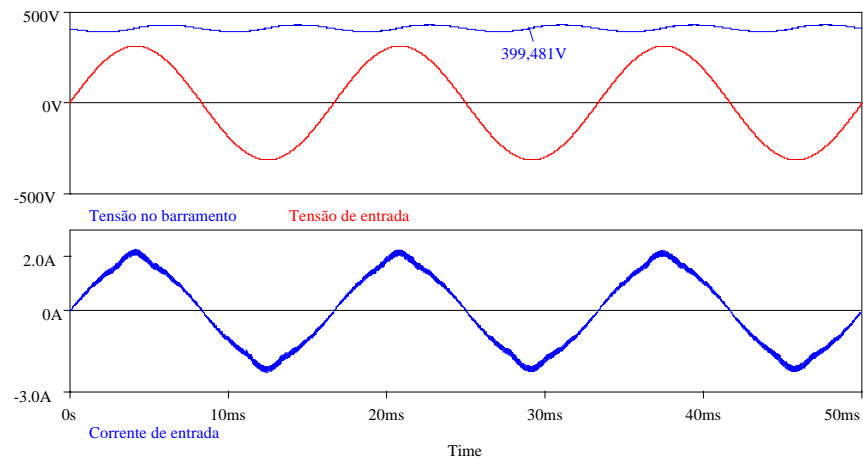
**Tabela 6-1 – Análise harmônica.**

HARMÔNICA	FREQUÊNCIA (HZ)	DISTORÇÃO (%)
1	60	
3	180	0,035
5	300	0,89
7	420	0,33
9	540	0,47
11	660	0,66
13	780	0,58

A defasagem entre a componente fundamental da corrente e a tensão de entrada foi de aproximadamente  $0,82^\circ$ , com THD de 1,8%. O fator de potência no início da vida útil é calculado pela equação (6.15).

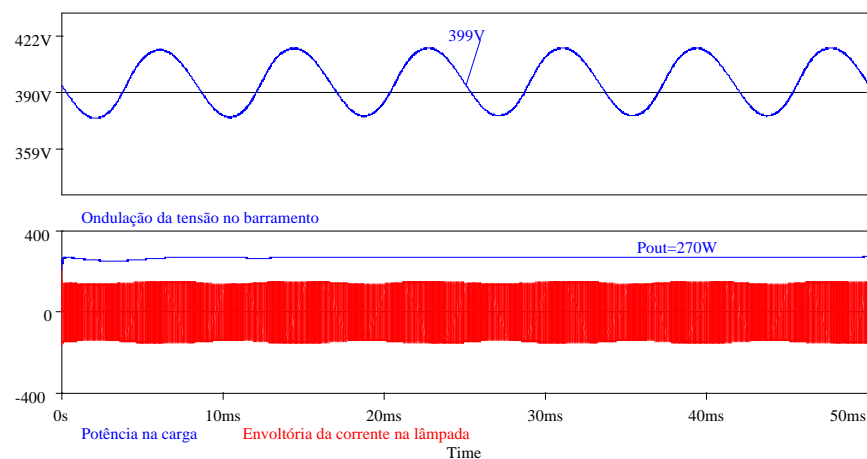
$$FP = \frac{\cos(f)}{\sqrt{1+THD^2}} = \frac{\cos(0,82^\circ)}{\sqrt{1+(0,018)^2}} = 0,999 \quad (6.15)$$

A Fig. 6-6 apresenta o comportamento da tensão e da corrente de entrada e a tensão no barramento para o final da vida útil da lâmpada ( $R_{\text{lamp}}=67\Omega$ ).



**Fig. 6-6 – Tensão e corrente de entrada e tensão no barramento.**

A ondulação da tensão no barramento, potência na carga e envoltória ampliada da corrente na lâmpada são apresentadas na Fig. 6-7. O fator de crista para o final da vida útil da lâmpada é de 1,38.



**Fig. 6-7 – Ondulação no barramento, potência e envoltória da corrente na carga.**

A tabela 6-2 apresenta a análise harmônica para esta situação. Verifica-se que com o aumento da potência de saída ocorre aumento da THD e diminuição da tensão do barramento. Com a implementação da malha de controle da tensão, obtém-se nesta

situação um aumento da frequência de comutação. Este aumento elevará a impedância do filtro série ressonante, diminuindo a potência na carga e aumentando a tensão do barramento.

**Tabela 6-2 – Análise harmônica.**

HARMÔNICA	FREQUÊNCIA (HZ)	DISTORÇÃO (%)
1	60	
3	180	4,68
5	300	4,1
7	420	1,86
9	540	1,47
11	660	0,54
13	780	0,28

A THD da corrente de entrada é de 6,79%, com um ângulo de defasagem entre a tensão e a corrente de 0,8°.

$$FP = \frac{\cos(f)}{\sqrt{1+THD^2}} = \frac{\cos(0,8^\circ)}{\sqrt{1+(0,0679)^2}} = 0,997 \quad (6.16)$$

## 6.6 Projeto Físico dos Componentes

Nesta seção é apresentada a metodologia de cálculo para o dimensionamento físico dos indutores. Através dos parâmetros fornecidos nesta parte do projeto é possível à construção dos indutores e dar início a implementação prática do protótipo.

### 6.6.1 Projeto do Indutor do Filtro de Entrada ( $L_f$ )

A corrente eficaz no indutor de entrada é obtida levando-se em consideração a potência da lâmpada e o rendimento estimado da estrutura, dada por:



$$I_{L_{fe}} = \frac{P_{out}}{V_{in} \cdot h} = \frac{250}{220 \cdot 0,8} = 1,42 A \quad (6.17)$$

Como a forma de onda da corrente é senoidal, a corrente de pico fica determinada pela equação (4.22):

$$I_{L_{fpk}} = \frac{P_{out}}{V_{in} \cdot h} \cdot \sqrt{2} = \frac{250}{220 \cdot 0,8} \cdot \sqrt{2} = 2 A \quad (6.18)$$

Adotando-se as seguintes especificações para o projeto:

$$J_{max} = 400 A/cm^2 \quad k_w = 0,7$$

$$m_o = 4 \cdot p \cdot 10^{-7} H/m \quad B_{max} = 0,14 T$$

O produto das áreas,  $AeAw$  é calculado pela equação (2.62).

$$AeAw = \frac{L_f \cdot I_{L_{fpk}} \cdot I_{L_{fe}}}{2 \cdot k_w \cdot B_{max} \cdot J_{max}} \cdot 10^4 = \frac{4,315 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot 1,42}{2 \cdot 0,7 \cdot 0,14 \cdot 400} \cdot 10^4 = 1,563 cm^4 \quad (6.19)$$

Através da obtenção do  $AeAw$  do indutor, especificou-se o Núcleo E-42/15, de material IP12, fabricado pela Thornton, com as seguintes características:

$$AeAw = 2,84 cm^4 \quad Ae = 1,81 cm^2$$

$$Aw = 1,57 cm^2 \quad l_t = 8,7 cm$$

O número de espiras total que será enrolado no carretel e o número de espiras por enrolamento são obtidos pelas equações (2.63) e (2.64).

$$N_{esptot} = \frac{L_f \cdot I_{L_{fpk}}}{2 \cdot B_{max} \cdot Ae} \cdot 10^4 = \frac{4,315 \cdot 10^{-3} \cdot 2}{2 \cdot 0,14 \cdot 1,81} \cdot 10^4 = 170 espiras \quad (6.20)$$

$$N_{espenr} = \frac{L_f \cdot I_{L_{fpk}}}{4 \cdot B_{max} \cdot Ae} \cdot 10^4 = \frac{4,315 \cdot 10^{-3} \cdot 2}{4 \cdot 0,14 \cdot 1,81} \cdot 10^4 = 85 espiras \quad (6.21)$$

O entreferro em centímetros é obtido pela equação (2.65).

$$lg = \frac{2 \cdot N_{esptot}^2 \cdot m_o \cdot Ae}{L_f} \cdot 10^{-2} = \frac{2 \cdot (170)^2 \cdot 4 \cdot p \cdot 10^{-7} \cdot 1,81}{4,315 \cdot 10^{-3}} \cdot 10^{-2} = 0,305 cm \quad (6.22)$$

Como a frequência fundamental no indutor é 60Hz, não é necessária a obtenção da profundidade de penetração, com isso, o diâmetro do condutor é obtido diretamente pela equação (2.66).

$$S_{cucond} = \frac{I_{Lfe}}{J_{max}} = \frac{1,42}{400} = 3,55 \cdot 10^{-3} cm^2 \quad (6.23)$$

Desta forma, fica definido que o indutor do filtro de entrada será composto de dois enrolamentos contendo cada um 85 espiras, enroladas com fio 21AWG.

### 6.6.2 Projeto do Indutor Ressonante ( $L_{in}$ )

Para o cálculo do indutor  $L_{in}$  será utilizado a corrente eficaz e de pico obtido via simulação numérica. As seguintes especificações serão tomadas como base para o cálculo do indutor.

$$\begin{aligned} I_{Link} &= 8A & I_{Linef} &= 3,7A & J_{max} &= 400 A/cm^2 \\ B_{max} &= 0,18T & k_w &= 0,7 & m_o &= 4 \cdot 10^{-7} H/m \end{aligned}$$

O produto  $AeAw$  é obtido pela equação (3.40).

$$AeAw = \frac{L_{in} \cdot I_{Link} \cdot I_{Linef}}{k_w \cdot B_{max} \cdot J_{max}} \cdot 10^4 = \frac{242 \cdot 10^{-6} \cdot 8 \cdot 3,7}{0,7 \cdot 0,18 \cdot 400} \cdot 10^4 = 1,421 cm^4 \quad (6.24)$$

Através da obtenção do  $AeAw$ , especifica-se o Núcleo E-42/15, de material IP12, fabricado pela Thornton, com as seguintes características:

$$\begin{aligned} AeAw &= 2,84 cm^4 & Ae &= 1,81 cm^2 \\ Aw &= 1,57 cm^2 & l_t &= 8,7 cm \end{aligned}$$

O número de espiras é obtido pela equação (3.41).

$$N_{esp} = \frac{L_{in} \cdot I_{Link}}{B_{max} \cdot Ae} \cdot 10^4 = \frac{242 \cdot 10^{-6} \cdot 8}{0,18 \cdot 1,81} \cdot 10^4 = 59 espiras \quad (6.25)$$

O entreferro em centímetros é dado pela equação (3.42).

$$lg = \frac{N_{esp}^2 \cdot m_o \cdot Ae}{L_{in}} \cdot 10^{-2} = \frac{(59)^2 \cdot 4 \cdot 10^{-7} \cdot 1,81}{242 \cdot 10^{-6}} \cdot 10^{-2} = 0,327 cm \quad (6.26)$$

Através da equação (3.43) define-se a profundidade de penetração.

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} = \frac{7,5}{\sqrt{40000}} = 0,0375cm \quad (6.27)$$

Para a confecção do indutor será utilizado fio Litz. Esta escolha foi feita para diminuir as perdas no enrolamento devido ao efeito pelicular e, com isso, evitar elevação de temperatura excessiva. O fio Litz é composto por 40 vias de fio 37AWG.

A área de cobre total necessária e o número de fios 37 AWG são obtidos pelas equações (3.44) e (3.45).

$$S_{cucond} = \frac{I_{Linef}}{J_{max}} = \frac{3,7}{400} = 9,25 \cdot 10^{-3} cm^2 \quad (6.28)$$

$$N_{vias} = \frac{S_{cucond}}{S_{condel}} = \frac{9,25 \cdot 10^{-3}}{0,1 \cdot 10^{-3}} = 93vias \quad (6.29)$$

O número de fios Litz pode ser determinado dividindo-se o número de vias obtido pela equação (6.29), pelo número de vias que o fio Litz possui.

$$N_{Litz} = \frac{N_{cond}}{N_{vias}} = \frac{93}{40} = 2,325condutores \quad (6.30)$$

Portanto, será necessário para a confecção do indutor 59 espiras contendo 3 fios Litz em paralelo.

### 6.6.3 Projeto Físico do Indutor Ressonante ( $L_r$ )

O valor da corrente eficaz que circula pelo indutor pode ser determinado em função da potência da lâmpada e da tensão no início da vida útil.

$$I_{Lref} = \frac{P_{out}}{V_{lampi}} = \frac{250}{90,8} = 2,753A \quad (6.31)$$

Como a forma de onda da corrente é praticamente senoidal, a corrente de pico é determinada pela equação (6.32).

$$I_{Lref} = \frac{P_{out}}{V_{lampi}} \cdot \sqrt{2} = \frac{250}{90,8} \cdot \sqrt{2} = 3,894 A \quad (6.32)$$

Adotando-se as seguintes especificações para o projeto:

$$J_{max} = 400 \frac{A}{cm^2} \quad k_w = 0,7$$

$$m_o = 4 \cdot 10^{-7} \frac{H}{m} \quad B_{max} = 0,1 T$$

O produto das áreas,  $AeAw$  é obtido pela equação (2.28).

$$AeAw = \frac{L_r \cdot I_{Lrp} \cdot I_{Lref}}{k_w \cdot B_{max} \cdot J_{max}} \cdot 10^4 = \frac{472 \cdot 10^{-6} \cdot 3,894 \cdot 2,753}{0,7 \cdot 0,1 \cdot 400} \cdot 10^4 = 1,807 cm^4 \quad (6.33)$$

De acordo com o produto das áreas, o núcleo que poderia ser adotado para o projeto é o núcleo E-42/15, porém devido ao elevado fator de ocupação obtido no projeto adotou-se o núcleo E-42/20, material IP12, fabricado pela Thornton que apresenta as seguintes especificações:

$$AeAw = 3,77 cm^4 \quad Ae = 2,4 cm^2$$

$$Aw = 1,57 cm^2 \quad l_t = 10,5 cm$$

O número de espiras é definido pela equação (2.29).

$$N_{esp} = \frac{L_r \cdot I_{Lrp}}{B_{max} \cdot Ae} \cdot 10^4 = \frac{472 \cdot 10^{-6} \cdot 3,894}{0,1 \cdot 2,4} \cdot 10^4 = 76 espiras \quad (6.34)$$

O entreferro em centímetros é determinado pela equação (2.30).

$$lg = \frac{N_{esp}^2 \cdot m_o \cdot Ae}{L_r} \cdot 10^{-2} = \frac{(76)^2 \cdot 4 \cdot 10^{-7} \cdot 2,4}{472 \cdot 10^{-6}} \cdot 10^{-2} = 0,359 cm \quad (6.35)$$

Pela equação (2.31) define-se a profundidade de penetração.

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} = \frac{7,5}{\sqrt{40000}} = 0,0375 cm \quad (6.36)$$

Para este indutor será utilizado fio Litz, contendo este 40 vias de fio 37 AWG. A área de cobre total necessária e o número de vias são obtidos pelas equações (2.32) e (2.33)

$$S_{cucond} = \frac{I_{Lref}}{J_{max}} = \frac{2,753}{400} = 6,882 \cdot 10^{-3} cm^2 \quad (6.37)$$

$$N_{vias} = \frac{S_{cucond}}{S_{condel}} = \frac{6,882.10^{-3}}{0,1.10^{-3}} = 69vias \quad (6.38)$$

O número de fios Litz pode ser determinado dividindo-se o número de condutores obtido pela equação (4.41), pelo número de vias que o fio Litz possui.

$$N_{Litz} = \frac{N_{cond}}{N_{vias}} = \frac{69}{40} = 1,725condutores \quad (6.39)$$

Portanto, será necessário para a confecção do indutor 76 espiras contendo 2 fios Litz em paralelo. Outro detalhe importante é que este indutor será utilizado também como transformador para fornecer os pulsos de ignição para a lâmpada, através de um pulso em um enrolamento auxiliar (primário). Com isso, devido à alta tensão, deverá ser feito isolamento entre camadas para evitar fuga. A relação de transformação é obtida pela tensão no capacitor Cign e pela tensão que se deseja aplicar na lâmpada. O capacitor carrega-se com a tensão de pico da rede e, a tensão de ignição poderá ser considerada a máxima admissível em [18], porém o resultado obtido para o número de espiras do primário deverá ser arredondado para cima para evitar que não seja ultrapassado o limite máximo. A equação (4.43) determina a relação de transformação.

$$a = \frac{V_{ign}}{V_{inpk}} = \frac{4500}{311} = 14,46 \quad (6.40)$$

Assim:

$$N_{espprim} = \frac{N_{esp}}{a} = \frac{76}{14,46} = 5,26espiras \quad (6.41)$$

Desta forma, o primário será compostos por 6 espiras.

## 6.7 Resultados Experimentais

Nesta seção são apresentados e discutidos os resultados obtidos em laboratório, durante os ensaios realizados no protótipo implementado. O circuito completo do reator é apresentado na Fig. 6-8. Durante essa fase do projeto houve a necessidade de ajuste em

laboratório nos componentes de forma a obter alto fator de potência e baixa THD da corrente de entrada do reator, com o mesmo operando na potência nominal. O primeiro ajuste, foi a elevação do capacitor  $C_{in}$  para 200nF e o segundo, reduziu-se o indutor  $L_{in}$  para 180uH.

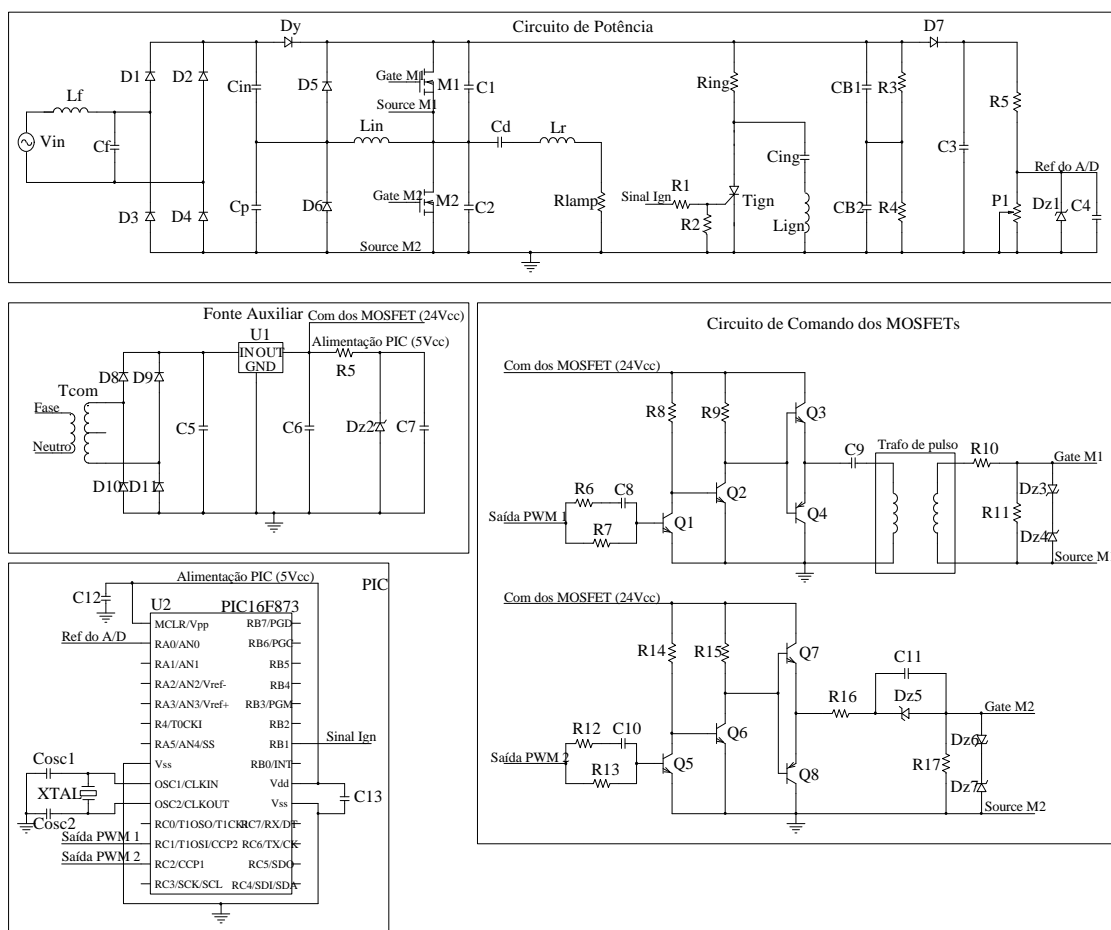


Fig. 6-8 – Circuito completo do reator.

Na tabela 6-3 são especificados os componentes do circuito.

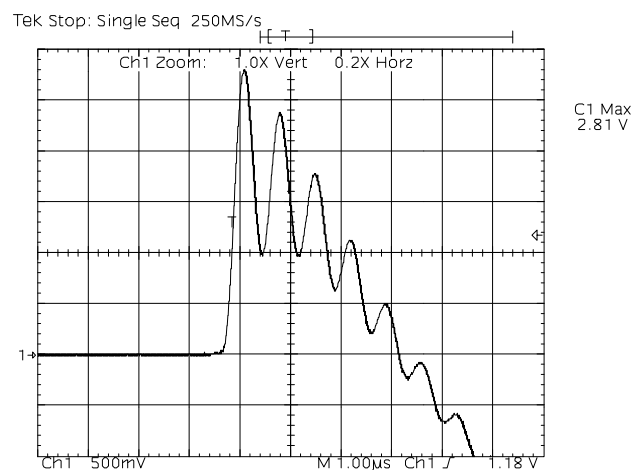
Tabela 6-3 – Lista de componentes.

COMPONENTE	REFERÊNCIA	ESPECIFICAÇÃO
Capacitor Cerâmico	C4	33nF
Capacitor Cerâmico	C6, C7, C12, C13	100nF
Capacitor Cerâmico	Cosc1, Cosc2	22pF

Capacitor Cerâmico	C6, C10	12nF
Capacitor Cerâmico	C9	1uF
Capacitor de Polipropileno	Cin1, Cin2 e Cf	100nF/630V
Capacitor de Polipropileno	Cd	68nF/630V
Capacitor de Polipropileno	Cign	2,2uF/630V
Capacitor de Polipropileno	C3	2,2uF/630V
Capacitor Eletrólítico	CB1, CB2	100uF/450V
Capacitor Eletrolítico	C5	1000uF/50V
Capacitor Eletrolítico	C11	10uF/50V
Capacitores de Polipropileno	Cp, C1, C2	1nF/630V
Diodo Ultra-rápido	Dy, D5	MUR860
Diodo Ultra-rápido	D6	MUR260
Diodo Ultra-rápido	Dign	MUR160
Diodo Zener	Dz1	5V1/1/2W
Diodo Zener	Dz2	5V1/1W
Diodo Zener	Dz3, Dz4, Dz6, Dz7	16V/1/2W
Diodo Zener	Dz5	7V5/1/2W
Diodos Retificadores	D3, D4, D7 a D11	1N4007
Diodos Ultra-rápidos	D1, D2	MUR260
Indutor de Entrada	Lf	Núcleo: E-42/15 IP12R 2 enrolamentos de 85 espiras com fio 21 AWG
Indutor Ressonante	Lin	Núcleo: E-42/15 IP12R 59 espiras com 3 fios Litz
Indutor Ressonante	Lr	Núcleo: E-42/20 IP12R Prim: 6 espiras com 24 AWG Séc: 76 espiras com 2 fios Litz
Microcontrolador	U2	PIC 16F873
MOSFET	M1, M2	IRFP27N60K
Oscilador	Xtal	20MHz

Regulador de Tensão	U1	LM7524/1A
Resistor	Rign, R5	220k/1W
Resistor	R3, R4	220k/1/3W
Resistor	R5	560/1W
Resistor	R6, R12	220/1/3W
Resistor	R7, R8, R13, R14	1k/1/3W
Resistor	R9, R15	820/1/3W
Resistor	R10, R16	10/1/3W
Resistor	R11, R17	10k/1/3W
Tiristor	Tign	MCR 108-8
Transformador	Tcom	12+12/5VA
Transformador de Pulso	Trafo de Pulso	Núcleo: NT15 IP12R Prim: 60 espiras 26 AWG Séc: 75 espiras 26 AWG
Transistor	Q1, Q2, Q3	BC337
Transistor	Q4, Q8	BC527
Transistor	Q5, Q6, Q7	BC537
Trimpot	P1	10k $\Omega$

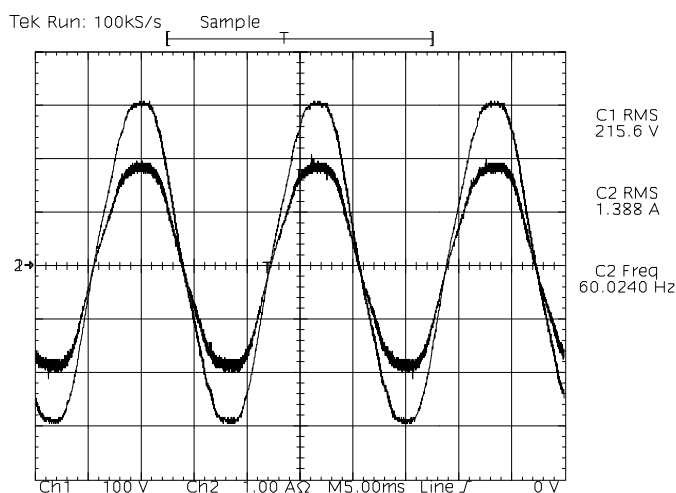
Na Fig. 6-9 é apresentado o pulso de ignição aplicado à lâmpada. A ponteira utilizada apresenta uma atenuação de 1000, resultando em uma tensão de 2810V.



**Fig. 6-9 – Pulso de Ignição.**

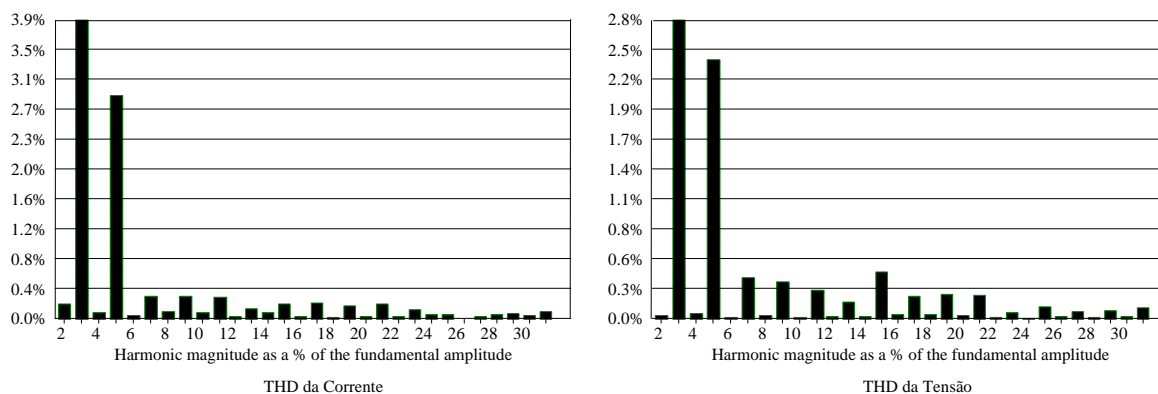


Apresenta-se na Fig. 6-10 a tensão e a corrente na entrada do reator, com o mesmo submetido à potência nominal e com a lâmpada em regime térmico. O fator de potência obtido foi 0,997, com THD da corrente de 4,95% e da tensão de 3,79%.



**Fig. 6-10 – Tensão e corrente na entrada do reator.**

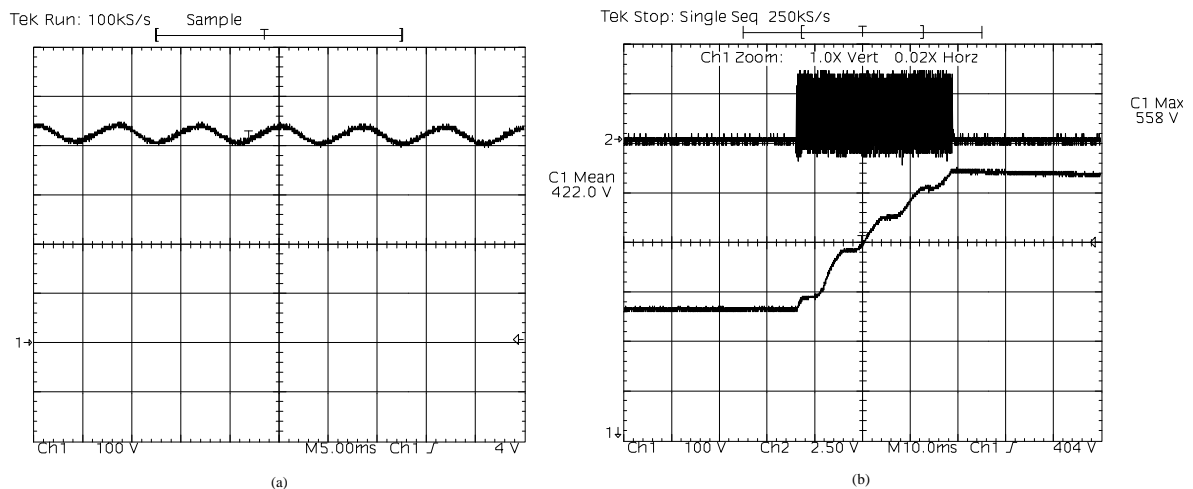
Na Fig. 6-11 está representada a decomposição harmônica da corrente e da tensão na entrada do reator. O reator apresentou todas as componentes harmônicas abaixo do limite estabelecido pela norma IEC 61000-3-2.



**Fig. 6-11 – Componentes harmônicas da tensão e corrente de entrada.**

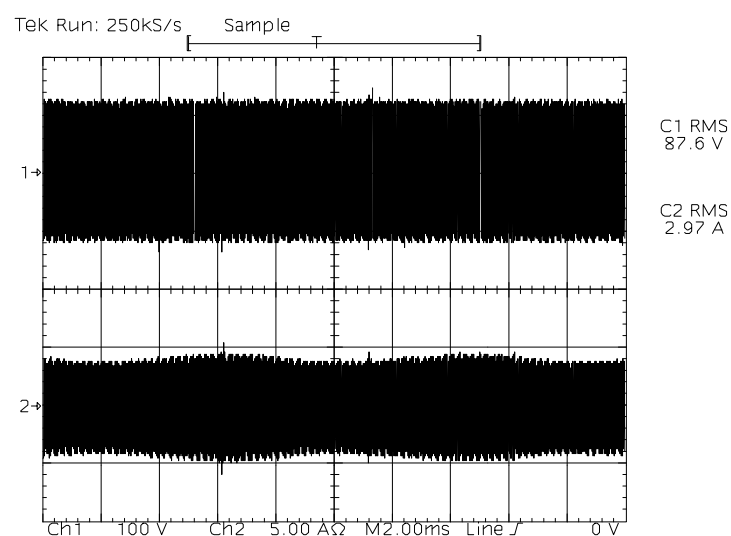
Na Fig. 6-12 (a) é apresentada a tensão no barramento com o reator operando em condição nominal. Na (b) é apresentado o comportamento da tensão e o comando do interruptor M2 com a carga em aberto, ou seja, em casos que a lâmpada não venha a partir.

No momento que os interruptores receberam pulsos de comando, a tensão evolui devido à transferência de energia do estágio PFC para o capacitor CB. No instante que a tensão atingiu o valor setado no microcontrolador, o mesmo bloqueou os interruptores de forma a evitar que mesmos sejam destruídos.



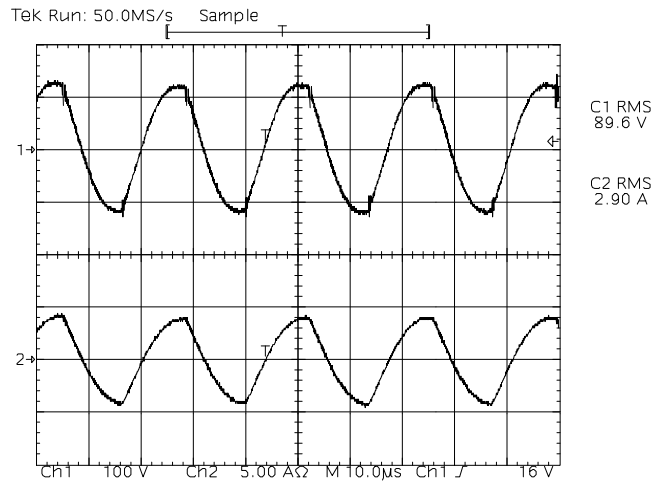
**Fig. 6-12 – (a) Tensão no barramento em condição nominal e (b) transitório no barramento sem carga.**

Na Fig. 6-13 é apresentada a envoltória de baixa frequência da tensão e da corrente na lâmpada. O fator de crista apresentado foi de 1,55.



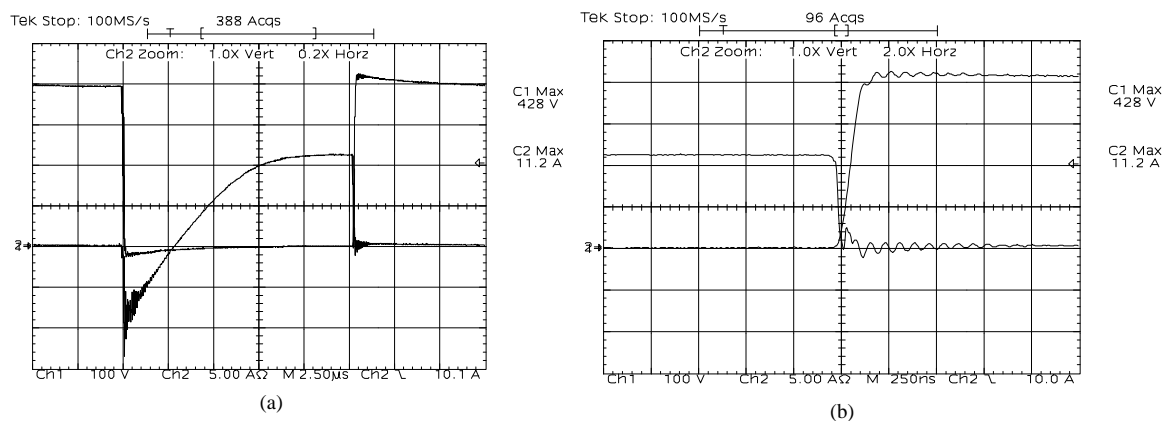
**Fig. 6-13 – Envoltória da tensão e corrente na lâmpada.**

A Fig. 6-14 comprova o comportamento resistivo da lâmpada quando operada em alta frequência.



**Fig. 6-14 – Tensão e corrente na lâmpada em alta frequência.**

Devido ao comportamento indutivo do filtro série ressonante, acrescentou-se ao circuito capacitores em paralelo com os interruptores para adquirir comutação sob tensão nula (ZVS “Zero-Voltage-Switched”) [5] e, com isso reduzir as perdas por comutação. A Fig. 6-15 (a) e (b) apresentam a comutação na entrada em condução e no bloqueio do interruptor M2, evidenciando as reduzidas perdas.



**Fig. 6-15 – Comutação dos interruptores.**

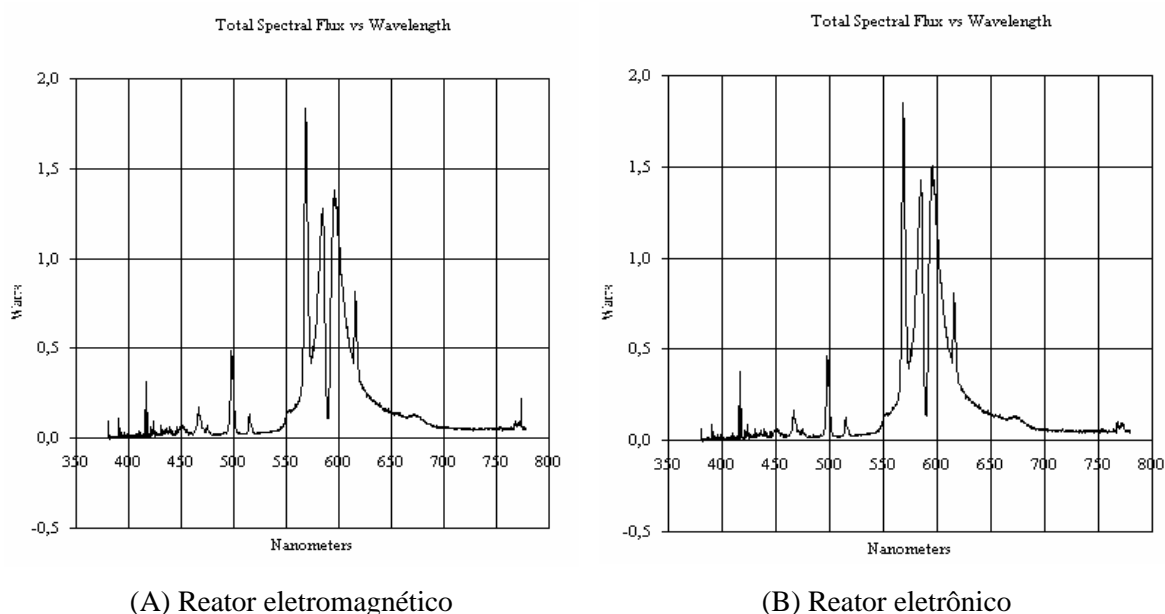
A tabela 6-4 apresenta resultados de ensaios para o reator operando em potência nominal e as lâmpadas em regime térmico. O reator foi submetido a quatro ensaios, sendo um resistivo e três com lâmpadas da OSRAM modelo VIALOX NAV-E 250W com

diferentes tempos de vida útil. Os ensaios com lâmpadas foram realizados para verificar o comportamento do reator frente ao envelhecimento das mesmas.

**Tabela 6-4 – Resultados de ensaios.**

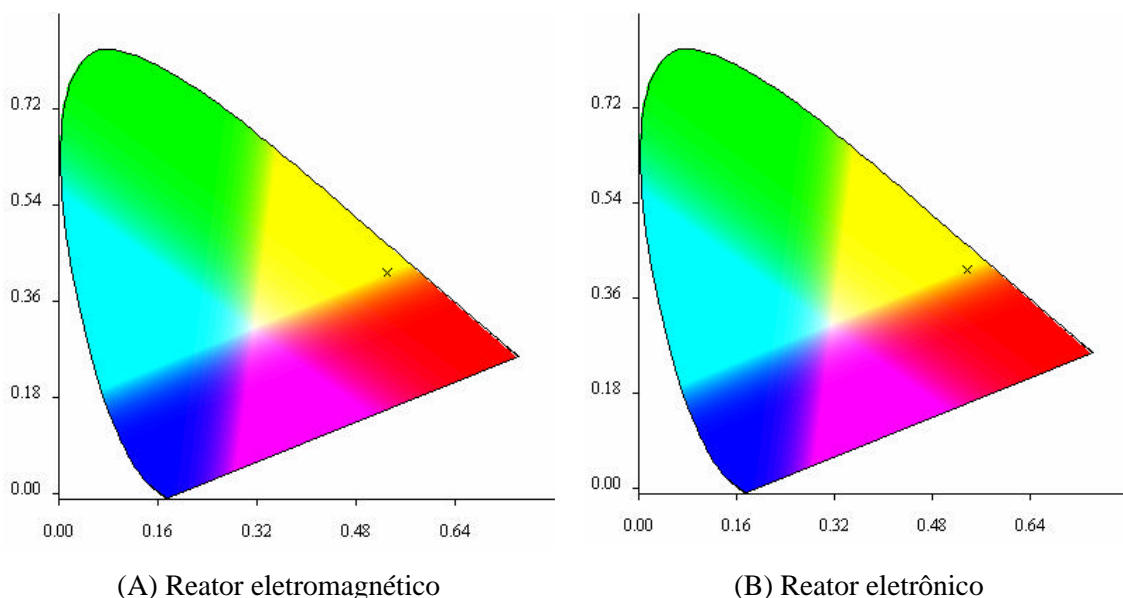
	LÂMP NOVA	LÂMP US 1	LÂMP US 2	RESIST.
<b>Pin (W)</b>	300	306	301	285
<b>Pout (W)</b>	258	266	263	262
<b>Rendimento</b>	0,86	0,869	0,874	0,919
<b>Vout (V)</b>	87,6	110	120	108
<b>Iout (A)</b>	2,992	2,43	2,22	2,42
<b>Fator de Crista</b>	1,55	1,448	1,521	1,504
<b>THD Corrente (%)</b>	4,95	5,35	6,18	3,81
<b>THD Tensão (%)</b>	3,79	3,72	3,36	3,7
<b>Fator de Potência</b>	0,997	0,998	0,998	0,999

Na Fig. 6-16 tem-se apresentado o espectro visível da lâmpada operando com reator eletromagnético e com o reator eletrônico implementado. A lâmpada para ambos os casos estava submetida à mesma potência.



**Fig. 6-16 – Espectro visível da lâmpada.**

Na Fig. 6-17 é apresentado o digrama de cromaticidade da lâmpada para os dois reatores. A marca (X) na figura representa a cor predominante do espectro emitido pela lâmpada.



**Fig. 6-17 – Diagrama de cromaticidade da lâmpada.**

Na tabela 6-5 apresentam-se os principais resultados obtidos nos ensaios na esfera de integração. Verifica-se através desta, que não há diferenças significativas entre a operação da lâmpada com reator eletromagnético e com o reator eletrônico implementado.

**Tabela 6-5 – Resultados de ensaios na esfera de integração.**

	<b>REATOR ELETROMAGNÉTICO</b>	<b>REATOR ELETRÔNICO</b>
<b>Fluxo luminoso (lm)</b>	25540	26283
<b>Temperatura correlata da cor (K)</b>	2052	2000
<b>Índice de reprodução da cor</b>	23,46	20,41

Na Fig. 6-18 é apresentado uma foto fazendo um comparativo entre a dimensão de um reator eletromagnético e o reator eletrônico implementado.



**Fig. 6-18 – Vista superior do reator eletromagnético e eletrônico.**

## **6.8 Conclusão**

No decorrer deste capítulo foi desenvolvido o projeto, simulações, implementação e ensaios do reator eletrônico apresentado no capítulo 5.

O projeto foi dividido em etapas distintas, onde a primeira deu ênfase na determinação das grandezas dos componentes, de forma a tornar possíveis as simulações e a segunda, na determinação das especificações necessárias para a confecção dos elementos magnéticos.

Na etapa relacionada a simulações, foram apresentadas as principais formas de ondas para comprovar o funcionamento da estrutura.

Por último, foram apresentados o circuito completo implementado em laboratório e suas respectivas formas de ondas obtidas através de ensaios.

O controle adotado para manter a tensão do barramento constante frente a variações da resistência equivalente da lâmpada mostrou-se confiável e seguro.

O protótipo apresentou como principais vantagens o alto fator de potência, baixa

THD, baixo fator de crista e potência aproximadamente constante na lâmpada, frente ao envelhecimento da mesma.

Como desvantagem pode-se citar o baixo rendimento e o custo de implementação devido à presença do microcontrolador. Uma solução para tornar atrativa comercialmente seria a adição em Software de técnicas para evitar o problema da ressonância acústica e dimerização em determinados horários para conservação de energia.

## CONCLUSÃO GERAL

Neste trabalho apresentou-se a metodologia de projeto, o projeto e os resultados por simulação e experimentação de dois tipos de reatores eletrônicos de único estágio para a alimentação de lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão.

O primeiro capítulo deu ênfase ao estudo de aspectos relacionados a luminotécnica, dentre eles: radiação e espectro eletromagnético, geração de luz, grandezas e unidades em iluminação. Apresentou-se um breve relato do funcionamento e as principais características das lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão, bem como seu comportamento na operação em baixas e altas frequências. Apresentou-se o paralelogramo da potência fornecido em [18], e verificou-se através de ensaios que o mesmo descreve de forma confiável a variação da resistência equivalente da lâmpada em função do envelhecimento, também foi obtido através de ensaios a resistência da mesma logo após a partida (fase de aquecimento), parâmetros necessários no projeto e simulação de reatores eletrônicos. Abordou-se o problema de sua operação em altas frequências, a ressonância acústica e as técnicas encontradas na literatura para evitá-la. Comentou-se a respeito da necessidade de um circuito auxiliar para realizar a ignição da lâmpada, apresentando-se duas maneiras distintas de obter a elevada tensão necessária. Por último, fez-se um pequeno comentário referente a reatores eletrônicos tradicionais, que apresentam estágios de correção do fator de potência e inversor distintos e, apresentou-se as tendências atuais no mercado, os reatores de único estágio, que foram tratados e discutidos no decorrer do trabalho.

Por tratarem-se de circuitos em comum para as estruturas aqui estudadas, o segundo capítulo abordou o estudo e metodologia de projeto do filtro de entrada e filtro série ressonante. O filtro de entrada é responsável pela atenuação das harmônicas na ordem da frequência de comutação, de forma a reduzir a THD da corrente de entrada do reator eletrônico. O filtro série ressonante tem suas funções atribuídas no bloqueio da componente contínua, atenuação das harmônicas de ordem superior a fundamental e limitação da corrente fornecida à lâmpada. Estudou-se o comportamento da corrente na lâmpada frente a variações dos parâmetros do filtro e concluiu-se que as variações são insignificantes, desta forma, propõem-se que os critérios que o projetista deverá levar em



consideração serão o volume, peso e custo do filtro série ressonante. A metodologia de projeto para a determinação das grandezas dos componentes de ambos os filtros mostrou-se precisa e confiável.

No terceiro capítulo fez-se uma análise referente ao reator “charge pump” com corrente de entrada em condução contínua e correção do fator de potência (CIC-CPPFC). Descreveram-se as etapas de operação e apresentaram-se as formas de ondas mais relevantes e a metodologia de projeto. Desenvolveu-se uma metodologia de cálculo dos esforços nos interruptores de potência e um circuito de ignição da lâmpada de vapor de sódio, apresentando-se seu princípio de funcionamento.

O quarto capítulo foi destinado ao projeto do reator eletrônico (CIC-CPPFC), baseado nas metodologias de projeto apresentadas nos capítulos 2 e 3. Apresentou-se o circuito completo e a lista de componentes necessários para tornar possível a implementação prática da estrutura. Concluiu-se através das simulações que a metodologia de cálculo proposta era válida. O projeto teve seus resultados confirmados através de simulações numéricas e através da montagem do reator eletrônico. Como vantagens da estrutura pode-se citar:

- ✓ Elevado fator de potência, maior que 0,97;
- ✓ Elevado rendimento, aproximadamente 90%;
- ✓ Circuito robusto, simples e com baixo número de componentes;
- ✓ O reator proposto, quando comparado com o reator eletromagnético, não produziu nenhuma alteração significativa nas características da lâmpada;
- ✓ Baixa THD, com exceção da harmônica de 2ª ordem;
- ✓ Diminuição do tempo de aquecimento da lâmpada, em função do aumento da tensão do barramento e consequentemente potência na mesma na fase de aquecimento.

Como desvantagem da estrutura pode-se citar:

- ✓ Elevada harmônica de 2ª ordem;
- ✓ Alto fator de crista, sendo que este não é um ponto relevante por não existirem normas nacionais a respeito.

No quinto capítulo abordou-se o estudo, metodologia de projeto, etapas de operação e formas de ondas relevantes do reator fonte de tensão “charge pump” com correção do fator de potência (VS-CPPFC). Apresentou-se o problema da variação da

tensão no barramento, causada pela variação da resistência equivalente da lâmpada e para casos que a mesma não parta ou venha a se desligar. Desenvolveu-se uma técnica de comando e controle para evitar sobre-tensão no barramento de forma a tornar a estrutura segura e confiável. Comentou-se a respeito do fluxograma do programa implementado no microcontrolador. Apresentou-se um circuito de ignição comandado e um circuito detector de pico para tornar o sinal de realimentação mais estável.

No sexto capítulo realizou-se o projeto do reator eletrônico (VS-CPPFC), utilizando-se a metodologia de projeto apresentada nos capítulos 2 e 5. Apresentou-se o circuito completo e a lista de componentes necessários. Os resultados obtidos por simulação mostraram que a metodologia de projeto proposta era válida. A experimentação comprovou o funcionamento da estrutura e a metodologia de cálculo adotado. Alguns ajustes em laboratório tornaram-se necessários com o intuito de tornar a forma de onda da corrente de entrada mais senoidal e consequentemente com uma menor THD. A técnica de controle e monitoração adotada mostrou-se satisfatória perante as variações da resistência equivalente da lâmpada e para casos que a lâmpada não venha a partir. O reator apresentou como principais vantagens:

- ✓ Elevado fator de potência, maior que 0,99;
- ✓ Baixo fator de crista;
- ✓ Baixa THD;
- ✓ Potência constante na lâmpada frente ao envelhecimento;
- ✓ O reator proposto, quando comparado com o reator eletromagnético, não produziu nenhuma alteração significativa nas características da lâmpada;
- ✓ O conteúdo harmônico individual apresentou valores inferiores aos limites estabelecidos pela norma IEC 61000-3-2.

Como desvantagem em relação a primeira estrutura pode-se citar:

- ✓ Redução no rendimento;
- ✓ Aumento no número de componentes.

Assim sendo, pode-se então concluir através das vantagens e desvantagens das estruturas, que o reator “charge pump” com corrente de entrada contínua e correção do fator de potência (CIC-CPPFC) apresenta melhores atrativos do ponto de vista comercial, principalmente em função do elevado rendimento, robustez e baixo número de componentes.

Como continuidade deste trabalho, sugere-se a inclusão de sensores para o energizamento automático da lâmpada, técnicas para eliminar o problema da ressonância acústica e dimerização automática para conservação de energia em horários de menor fluxo em vias públicas. Estes itens apresentam um baixo custo de implementação, sendo que os dois últimos podem ser obtidos através de software para o caso de utilização de microcontroladores e servirem como diferenciais em comparação com os reatores eletromagnéticos.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] ANDRÉ, A.S., *Sistema Eletrônico para Lâmpadas de Descarga de Alta Pressão para Iluminação de Exteriores*, Proposta de Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – INEP-UFSC, Florianópolis, 2001.
- [2] BARBI, I., *Eletrônica de Potência*, Ed. do Autor, 3<sup>a</sup> Edição, INEP-UFSC, Florianópolis, 2000.
- [3] BARBI, I., *Projetos de Fontes Chaveadas*, Ed. do Autor, INEP-UFSC, Florianópolis, 2001.
- [4] BARBI, I.; SOUZA, A.F., *Retificadores de Alto Fator de Potência*, Apostila utilizada no curso de Pós Graduação em Eletrônica de Potência, INEP-UFSC, Florianópolis, 1996.
- [5] BARBI, I.; SOUZA, F.P., *Conversores CC-CC Isolados de Alta Frequência com Comutação Suave*, Ed. dos Autores, INEP-UFSC, Florianópolis, 1999.
- [6] BASCOPE, R.P.T.; PERIN, A.J., *O Transistor IGBT Aplicado em Eletrônica de Potência*, Sagra Luzzatto, Porto Alegre, 1997.
- [7] BATSCHAUER, A.L., *Projeto de Reatores Eletrônicos para Lâmpadas de Vapor de Sódio de Alta Pressão de 250W e 400W*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – INEP-UFSC, Florianópolis, 2002.
- [8] BÖHME, F.; GÜLDNER, H.; RAISER, F., “Charge Pump Ballast as a Special Type of Electronic Ballast for Fluorescent Lamps”, In: Conference Record of the 2000 IEEE, Industry Applications Conference (IAS’00), vol. 5, p. 3346-3352.
- [9] CAVALCANTI, F.S., *Reatores Eletrônicos para Lâmpadas de Vapor de Sódio de Alta Pressão de 70W*, Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – INEP-UFSC, Florianópolis, 2001.
- [10] CÓ, M.A., *Sistemas Eletrônicos Microcontrolados para Acionamentos de Lâmpadas de Alta Intensidade de Descarga*, Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal do Espírito Santo, Vitória, 2002.
- [11] FAGUNDES, J.C.S., *Revisão de Eletromagnetismo*, Apostila utilizada no curso de Pós Graduação em Eletrônica de Potência, INEP-UFSC, Florianópolis, 2002.
- [12] KAISER, W., *Alimentação Pulsada de Lâmpadas de Vapor de Sódio de Alta Pressão*.

- Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica), Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, São Paulo, 2002.
- [13] KHERALUWALA, M.H.; HAMAMSY, S.A.E.; KACHMARIK, D.J., “*Multi-Resonant Boost High Power Factor Electronic Ballast for Compact Fluorescent Lamps*”, In: Power Electronics Specialists Conference, 1997. (PESC’97), vol. 1, p. 60-65.
- [14] MICROCHIP, “*Application Notes PIC 16F87X, AN617*”  
<http://www.microchip.com/1010/suppdoc/appnote/all/an617/index.htm>
- [15] MICROCHIP, “*Manual do Microcontrolador PIC 16F873*”.  
<http://www.microchip.com/1010/pline/picmicro/category/embctrl/14kbytes/devices/16f873/index.htm>.
- [16] MITRA, S.K., “*Digital Signal Processing*”, Ed. McGraw-Hill Irwin, 2ª Edição, Califórnia, 2001.
- [17] NORMA, “*IEC 61000-3-2, Limits for Harmonic Current Emissions (equipment input current  $\leq 16A$  per phase)*”. International Electrotechnical Commission, 1998.
- [18] NORMA, “*NBR IEC 662, Lâmpadas a Vapor de Sódio a Alta Pressão*”, 1997.
- [19] OSRAM, “*Manual Luminotécnico Prático*”.  
<http://www.osram.com.br/download/manual/index.html>
- [20] PEREIRA, E.I., *Reator Eletrônico com Estágio de Correção do Fator de Potência Integrado com o Inversor Ressonante*, Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – INEP-UFSC, Florianópolis, 2003.
- [21] QIAN, J.; LEE, F.C., “*Charge Pump High Power Factor Dimming Electronic Ballast*”, In: Power Electronics Specialists Conference, 1997. (PESC’97), vol. 1, p.73-79.
- [22] QIAN, J., LEE, F.C., “*Charge Pump Power-Factor-Correction Technologies Part I: Concept and Principle*”, In: IEEE’00 The Institute of Electrical and Electronics Engineers, vol. 15, p.121-129.
- [23] QIAN, J.; LEE, F.C., “*New Charge Pump Power Factor Correction Electronic Ballast with a Wide Range of Line Input Voltage*”, In: Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1998. (APEC’98), Conference Proceedings 1998, vol. 1, p. 216-222.
- [24] QIAN, J.; LEE, F.C.; YAMAUCHI, T., “*A New Continuous Input Current Charge*

- Pump Power Factor Correction (CIC-CPPFC) Electronic Ballast*", In: Conference Record of the 1997 IEEE, Industry applications conference (IAS'97), vol. 3, p. 2299-2306.
- [25] QIAN, J.; LEE, F.C., "*Voltage-Source Charge-Pump Power-Factor-Correction AC/DC Converters*", In: Conference Record of the 1999 IEEE, Industry applications conference (IAS'99), p. 350-358.
- [26] RECTIFIER, International. Data Sheet.  
<http://www.irf.com/>
- [27] SHVARTSAS, M.; YAAKOV, S.B., "*A SPICE Compatible Model of High Intensity Discharge Lamps*", In: Power Electronics Specialists Conference, 1999 (PESC'99), vol.2, p. 1037-1042.
- [28] TAO, F.; QIAN J.; LEE, F.C., "*A Comparative Study of a Family of Charge Pump Power Factor Correction Electronics Ballasts*", In: Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1999. (APEC'99), vol. 2, p. 739-745.
- [29] TOMASELLI, L.C., *Controle de um Pré-Regulador com Alto Fator de Potência Utilizando o Controlador DSP TMS320F243*, Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – INEP-UFSC, Florianópolis, 2001.
- [30] YAN, W.; HO, Y.K.E.; HUI, S.Y.R., "*Investigation on Methods of Eliminating Acoustic Resonance in Small Wattage High-Intensity-Discharge (HID) Lamps*", In: Conference Record of the 2000 IEEE, Industry applications conference (IAS'2000).